



DEUTSCHES  
PATENTAMT

21 Aktenzeichen: P 33 05 478.9-35  
22 Anmeldetag: 17. 2. 83  
43 Offenlegungstag: 15. 9. 83  
46 Veröffentlichungstag  
der Patenterteilung: 11. 7. 91

DE 33 05 478 C 2

Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden

30 Unionspriorität: 32 33 31  
01.03.82 US 353331

73 Patentinhaber:  
Western Atlas International, Inc., Houston, Tex., US

74 Vertreter:  
ter Meer, N., Dipl.-Chem. Dr.rer.nat.; Müller, F.,  
Dipl.-Ing., 8000 München; Steinmeister, H.,  
Dipl.-Ing.; Wiebusch, M., Pat.-Anwälte, 4800  
Bielefeld

72 Erfinder:  
Counselman III, Charles C., Prof., Belmont, Mass.,  
US

56 Für die Beurteilung der Patentfähigkeit  
in Betracht gezogene Druckschriften:

DE 21 27 087 C2  
DE-AS 15 91 518  
=US 35 44 995  
DE-AS 15 16 748  
DE-AS 12 85 577  
DE-OS 19 44 809  
US 41 70 776  
US 39 06 204  
US 38 60 921  
US 34 30 234  
US 33 84 891  
US 31 91 176  
US 31 26 545

J.F. MUHS, E. KRAUSE: Satellitennavigation zuver-  
lässig und genau: Walker Sat Nav 801. In: Yacht,  
1981, Nr.14, S.118,119,121;  
Satellitennavigation für Yachten. In: Yacht 1980,  
Nr.23, S.38;  
P.F.MacDORAN:Satellite Emission Radio  
Interferometric Earth Surveying Series-GPS  
Geodetic System. In:Bull.Geod.1979,53,S.117-138;

C.C.COUNSELMANN III: Radio Astrometry. In:  
Annual Review of Astro-nomy and  
Astrophysics,1976,Vol.14,S.197-214;  
C.C.COUNSELMAN  
III,I.I.SHAPIRO,R.L.GREENSPAN, D.B.COX jun.:  
Backpack VLBI Terminal with Sub- centimeter  
capability.In:NASA Conference Publica-  
tion 2115,Radio Interferometry Techniques for  
Geodesy,1980,S.409-414;  
C.C.COUNSELMAN III,  
S.A.GOUREVITCH,R.W.KING,  
T.A.HERRING,I.I.SHAPIRO;  
R.L.GREENSPAN,A.E.E.ROGERS,A.R.WHITNEY,  
R.J.CAPPALLO: Accuracy of Baseline  
Determinations by Mites assessed by comparison  
with Tape, Theodolite and Geodimeter  
Measurements.In:ECS,\$  
1981,Nr.17,S.260;  
C.C.COUNSELMAN III,I.I.SHAPIRO: Miniature  
Interferometer Terminals for Earth  
Surveying.In:Bulletin Geodesique,1979,Vol.53,  
S.139-163;  
W.O.HENRY:Some Developments in Loran.  
In:Journal of Geophysical Research,1960,Vol.65,  
Nr.2,S.506-513;  
J.A.PIERCE:Omega.In:IEEE Trans- actions on  
Aerospace and Electronic Systems,1965,  
Vol.AES1,Nr.3,S.206-215;  
J.J.SPILKER jun.:GPS Sig- nal Structure and  
Performance Chasrakteristics.  
In:Navigation,1978,Vol.25,Nr.2,S.121-146;  
J.D.BOSSLER,C.C.GOAD,P.L.BENDER:Using the  
Global Positioning System(GPS)for Geodetic  
Positioning. In:Bull.Geod.1980,Vol.54,Nr.4,S.553-563;  
J.M.MORAN: 5.5.Very Long Baseline Interferometric  
Observati- ons and Data  
Reduction.In:Astrophysics,Part C,  
1976,Vol.12,S.228-260;  
I.I.SHAPIRO:5.6.Estimation of Astrometric and  
Geodetic Parameters.In: Astro-  
physics,PartC,1976,Vol.12,S.261-276;

54 Verfahren zum Bestimmen der Position eines Erdpunktes mit Hilfe modulierter Radiosignale

DE 33 05 478 C 2

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zum Bestimmen der Position eines Erdpunktes nach dem Oberbegriff des Patentanspruches. Es wird mit Hilfe von Funksignalen, die von erdumkreisenden Satelliten gesendet werden, durchgeführt. Derartige Satelliten senden unterschiedlichste Signale. Am einfachsten auszuwerten sind Signale, bei denen der Träger mitgesendet wird und bei denen der Modulationskode bekannt ist. Am schwierigsten ist dagegen die Standortbestimmung unter Ausnutzung von Funksignalen, bei denen der Träger unterdrückt ist und bei denen die Modulationsart unbekannt ist. Derartige Signale sind z. B. die, die im NAVSTAR Global Positioning System (GPS) gesendet werden. Bei diesen Signalen ändert sich der Modulationskode in nicht bekannter Weise.

Ein Stand der Technik, von dem das eingangs genannte Verfahren ausgeht, ist in Bull. Geod. 53, 1979, Seiten 117—138, beschrieben.

Einige Systeme zur Standortbestimmung durch Funk machen Gebrauch von der Richtcharakteristik des Strahlungsdiagramms einer Sende- oder Empfangsantenne. Andere Systeme, einschließlich die Erfindung, stützen sich nicht auf die Richtcharakteristik irgendeiner Antenne. Die Erfindung gehört zu der allgemeinen Kategorie von Systemen, bei denen der Standort einer Empfangsantenne durch Messen des Unterschieds zwischen den Phasen oder den Gruppenlaufzeiten oder beiden von Signalen bestimmt werden kann, die von zwei oder mehr unterschiedlichen Sendeantennen, dessen Standort schon bekannt ist, eintreffen. Falls zwei Sendequellen synchronisiert sind oder falls die Synchronisationsabweichung der zwei Sender unabhängig bekannt ist, wird dann durch Messung des Gruppenlaufzeitunterschieds der von den beiden Quellen ankommenden Signale der Empfänger lokalisiert, und zwar dreidimensional auf einem besonderen Rotations-Hyperboloid, dessen Brennpunkte die Standorte der Sender darstellen. Falls ähnliche, am gleichen Empfangsort vorgenommene Messungen von Signalen mehrerer unterschiedlicher, geeignet aufgestellter Sender kombiniert werden, kann der Empfangsort eindeutig anhand des Schnittpunktes der entsprechenden Hyperbolioden bestimmt werden.

Techniken zur Bestimmung der relativen Lage von unterschiedlichen Orten, und zwar einer in bezug auf den anderen, durch Messung der Phasen- oder der Gruppenlaufzeitunterschiede zwischen Funksignalen, die gleichzeitig an diesen Orten empfangen werden, sind ebenso im Stand der Technik bekannt und werden insgesamt als Techniken der Geodäsie durch Funkinterferometrie erwähnt. Die Antennen an den einzelnen Orten bilden ein Interferometer, und der relative Lagevektor, der sich von einer Antenne zu der anderen erstreckt, wird als Basisvektor des Interferometers bezeichnet. Der Basis- oder Relativlagevektor zwischen zwei Antennen kann gewöhnlich mit geringerer Unsicherheit als die Lage jeder einzelnen Antenne bestimmt werden, da viele potentielle Fehlerquellen die Neigung zeigen, auf die Messungen an beiden Antennen fast gleich einzuwirken und demzufolge, wenn die Differenz zwischen beiden Antennen gebildet wird, sich aufheben. Die Geodäsietechnik mittels Mikrowellenfunkinterferometrie ist bekannt für ihre unerreichte Kombination aus Genauigkeit, Geschwindigkeit und Reichweite zur Bestimmung von Relativlage- oder Interferometerbasisvektoren. Eine derartige Bestimmung kann entweder auf

Messungen des Grundleistungsunterschieds oder auf Messungen des Phasenunterschieds, oder beiden Unterschieden der Signale gegründet werden, die an den beiden Enden des Basisvektors empfangen werden. Phasenmessungen sind von Natur aus genauer als Gruppenlaufzeitmessungen, jedoch ist die Interpretation der Phasenmessungen weitaus schwieriger infolge ihrer innewohnenden, ganzperiodischen Mehrdeutigkeit. Eine allgemeine Diskussion über Interferometermeßtechniken und den damit verbundenen Problemen der Interpretation wird in einem Artikel "Radio Astrometry", in Annual Reviews of Astronomy and Astrophysics, Vol. 14 (1976), pp. 197—214, von Charles C. Counselman III diskutiert. Eine große Sammlung von relevanten technischen Abhandlungen erscheint in Conference Publication 2115 der National Aeronautics und Space Administration, mit dem Titel "Radio Interferometry Techniques for Geodesy". Geodäsie durch Radiointerferometrie wurde mit Radiosignalen praktiziert, die von verschiedenen Quellen einschließlich natürlicher, wie z. B. Quasare, und künstlicher, wie z. B. Satelliten des NAVSTAR Global Positioning System (GPS), stammen.

Wie bekannt, gibt es gegenwärtig etwa sechs erdumkreisende GPS-Satelliten. Die Umlaufbahnen der Satelliten können mit einer Genauigkeit von etwa 2 Metern bestimmt werden. Diese Satelliten emittieren Funksignale mit Wellenlängen in der Nähe von 19,0 Zentimetern und ebenso 24,4 Zentimetern. Geht man davon aus, daß die ganzperiodischen Mehrdeutigkeiten der interferometrischen Phasenbeobachtungen dieser Signale einwandfrei ausgelöst werden, kann der Basisvektor, der sich von einer Antenne zur anderen erstreckt, interferometrisch mit einem Unsicherheitsfaktor bestimmt werden, der viel kleiner als die Wellenlängen der GPS-Übertragungen ist. Durch Bestimmung von drei Basislinien, wobei jede Basis eine Länge in der Größenordnung von 100 Metern aufweist, mit Hilfe der interferometrischen Phasenmessungen von GPS-Signalen wurde gezeigt, daß man eine Genauigkeit innerhalb etwa 1 Zentimeters erzielen kann; und zwar gemäß eines Berichtes, veröffentlicht in Eos (Transaction of the American Geophysical Union), Vol. 62, Seite 260, 28. April 1981, von Charles C. Counselman III, S. A. Gourevitch, R. W. King, T. A. Herring, I. I. Shapiro, R. L. Greenspan, A. E. E. Rogers, A. R. Whitney, und R. J. Cappallo. Das bei diesen interferometrischen Basisbestimmungen verwendeten Verfahren gründete auf der bekannten Technik der direkten, an einer zentralen Stelle vorgenommenen Kreuzkorrelation der Signale, die getrennt, aber gleichzeitig an den beiden Enden jeder Basis empfangen werden.

In der US-PS 41 70 776 wird ein System zum Messen von Änderungen eines Basisvektors zwischen zwei Orten auf der Erde unter Verwendung von Signalen beschrieben, die von den GPS-Satelliten gesendet werden, bei dem die an jedem Ort empfangenen Funksignale genau zeitmarkiert und anschließend über Telefonleitungen zu einer zentralen Stelle übertragen werden, wo ein naher Echtzeit-Phasenvergleich durch Kreuzkorrelation beider Signalreihen durchgeführt wird. Das in diesem Patent beschriebene System beinhaltet Parabolreflektor-Empfangsantennen. Da die Funkflußdichte eines GPS-Signals relativ zu dem Hintergrundrauschpegel gering ist und da die Bandbreite eines GPS-Signals bei weitem die Bandbreite einer Telefonleitung überschreitet, ist das Signal-Rauschverhältnis der über die Telefonleitung von jedem Ort übertragene Leistung gering. Es ist daher zur Anhebung dieses Signal-Rauschverhält-

nisses auf einen sinnvollen Punkt. Wesentlich, daß Parabolantennen mit großen Sammelflächen bei diesem System verwendet werden. Ein anderer wichtiger Grund für die Verwendung derartiger Antennen ist darin zu sehen, daß diese eine Richtwirkung aufweisen, so daß Signale, die die Antennen anders als direkt von der gewünschten Quelle erreichen, abgewiesen werden.

Systeme zum Messen von Basisvektoren, die andere Arten von Signalen von erdumkreisenden Satelliten verwenden, sind ebenso bekannt.

In einem Artikel "Miniature Interferometer Terminals for Earth Surveying" (MITES), in Bulletin Geodésique, Vol. 53 (1979), Seiten 139—163, von Charles C. Counselman III und Irwin I. Shapiro wird ein vorgeschlagenes System zum Messen von Basisvektoren beschrieben, das vielfrequente Funksignale verwendet, die von erdumkreisenden Satelliten gesendet werden würden, wobei in diesem System die Phasen der empfangenen Signale getrennt an jedem Ende der Basis bestimmt werden. D. h. das an einer Stelle empfangene Signal wird nicht kreuzkorreliert mit dem an der anderen Stelle empfangenen Signal, um die Phasendifferenz zwischen den beiden Signalen zu bestimmen. Um die Phasenmehrdeutigkeit zu lösen, stützt sich das MITES-System auf die Kombination von Messungen an einen Satz von bis zu zehn Frequenzen, die geeignet zwischen 1 und 2 GHz verteilt sind. Jedoch gibt es, soweit bekannt, keine gegenwärtig die Erde umkreisende Satelliten, die derartige Signale aussenden.

Systeme zum Messen der Relativlage unter Verwendung von Signalen, die von anderen Quellen als künstlichen Satelliten gesendet werden, sind ebenso bekannt. Ein Beispiel für ein derartiges System, das eine auf den Mond basierende Übertragung verwendet, ist ebenso in der US-PS 41 70 776 offenbart.

Systeme zum Messen entweder einer einzelnen Lage oder einer Relativlage unter Verwendung von Signalen von Quellen, die nicht von erdumkreisenden Satelliten stammen, sind ebenso bekannt. Z. B. wird in einem Artikel von W. O. Henry, "Some Developments in Loran", in Journal of Geophysical Research, Vol. 65, Seiten 506—513, Febr. 1960, ein System zur Bestimmung einer Lage bzw. eines Standorts (z. B. eines Schiffes auf See) beschrieben, und zwar unter Verwendung von Signalen, die von auf dem Erdboden stationierten Sendern stammen. Dieses System, bekannt als Loran-C-Navigationssystem, weist mehrere tausend Kilometer lange Ketten von synchronisierten Sendern auf, die auf der Erdoberfläche stationiert sind, wobei alle Sender die gleiche Trägerfrequenz, 100 Kilohertz, verwenden, und wobei jeder Sender durch ein eindeutiges, periodisches Impulsmuster amplitudenmoduliert wird. Dieses Muster, das Vorzeichenumkehrungen der Amplitude einschließt, ermöglicht dem Empfänger, die Signale von verschiedenen Sendern zu unterscheiden. Eine geeignete Kombination von Beobachtungen von mehr als einem Paar von Sendern kann eine Bestimmung der Empfängerlage auf der Erdoberfläche liefern.

Ein anderes Beispiel eines derartigen Systems stellt das Omegasystem dar, das in einem Artikel von Pierce mit dem Titel "Omega", in IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-1, no. 3, Seiten 206—215, Dez. 1965, beschrieben wird. Beim Omegasystem werden die Phasendifferenzen der empfangenen Signale im Prinzip fast wie die Gruppenlaufzeiten in dem Loran-C-System gemessen. Da die verwendeten Frequenzen sowohl in dem Loran-C- und dem Omegasystem sehr niedrig sind, sind die Genauigkeiten der

Lagemessungen mit diesen Systemen im Vergleich zu den erwähnten Satellitensystemen ziemlich schlecht.

Der Stand der Technik beinhaltet auch andere Verfahren zur Bestimmung des Standorts und der relativen Lage mit Hilfe des Globalpositionssystems (GPS). Das Standardverfahren, beschrieben z. B. in einem Artikel von J. J. Spilker, Jr., in einem Artikel in Navigation, Vol. 25, no. 2 (1978), Seiten 121—146, und weiterhin beschrieben in mehreren anderen in der gleichen Ausgabe dieses Journals erscheinenden Artikeln, basiert auf Messungen der Unterschiede zwischen den Gruppenlaufzeiten oder den "Zeiten" des Empfangs der codierten Modulation der GPS-Signale. Im Prinzip stellt dieses Verfahren ein hyperbolisches Positionsverfahren dar und ist im wesentlichen ähnlich dem von Loran. Die Bandbreite von etwa 10 MHz der GPS-Modulation begrenzt die Genauigkeit der Gruppenlaufzeitmessung und folglich der Lagebestimmung durch das Standardverfahren auf mehrere Dezimeter. Eine Genauigkeit in der Größenordnung von einem Zentimeter ist möglicherweise durch Verwendung von Trägerphasenmessungen erreichbar, wie dies z. B. in einem Artikel von J. D. Bossler, C. M. Goad und P. L. Bender mit dem Titel "Using the Global Positioning System for Geodetic Positioning", in Bulletin Geodésique, Vol. 54, no. 4, Seite 553 (1980), beschrieben wird. Jedoch hat jedes veröffentlichte Verfahren den Nachteil, daß die Kenntnis und die Verwendung der Codemodulation, die chiffriert werden kann, erforderlich ist, oder daß eine Kreuzkorrelation der an verschiedenen Orten empfangenen Signale erforderlich ist, oder daß die Verwendung großer Antennen erforderlich ist, um den empfangenen Rausch- bzw. Störabstand anzuheben und die Interferenz von reflektierten Signalen zu unterdrücken, oder das Verfahren weist mehr als einen dieser Nachteile auf.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren zur Standortbestimmung mittels GPS-Signalen anzugeben, also Funksignalen, bei denen der Träger unterdrückt und der Modulationscode nicht bekannt ist.

Das erfindungsgemäße Verfahren ist durch die Merkmale des Patentanspruchs gegeben.

Von besonderer Bedeutung für das erfindungsgemäße Verfahren ist, daß es mit einer einzigen Antenne gleichzeitig die Signale von mehreren Satelliten mißt, daß es für diese Signale Vorhersagen für Doppelverschiebungen macht und daß es die Signale mit sich selbst korreliert, was vorzugsweise durch Korrelieren der Seitenbänder eines jeweiligen Signals erfolgt.

Das erfindungsgemäße Verfahren weist keinen der Nachteile bekannter Verfahren zum Auswerten von GPS-Signalen auf, d. h. es muß keine große oder stark bündelnde Empfangsantenne verwendet werden, das am Standort empfangene Signal muß nicht mit einem an einer anderen Stelle empfangenen Signal kreuzkorreliert werden, und es ist keine Kenntnis des Codes erforderlich, die die Trägersignale modulieren.

Die Erfindung wird im folgenden anhand der Zeichnungen näher erläutert. Es zeigt:

Fig. 1 eine Vorrichtung zur Bestimmung eines Basisvektors durch Funkinterferometrie mittels GPS-Satelliten gemäß der Erfindung;

Fig. 2 ein Blockdiagramm eines der in Fig. 1 gezeigten Interferometer-Feldterminals;

Fig. 3 ein Blockdiagramm der in Fig. 2 gezeigten Antennenanordnung;

Fig. 4 ein Blockdiagramm der in Fig. 2 gezeigten Empfängereinheit;

Fig. 5 ein Blockdiagramm der in Fig. 2 gezeigten Di-

gitalelektronikeinheit;

Fig. 6 ein Blockdiagramm des in Fig. 5 gezeigten Signalumsetzers;

Fig. 7 ein Blockdiagramm eines Korrelatormoduls der in Fig. 5 gezeigten Korrelationsanordnung;

Fig. 8 ein Blockdiagramm eines numerischen Oszillatormoduls der in Fig. 5 gezeigten numerischen Oszillatoranordnung und

Fig. 9 ein Blockdiagramm des in Fig. 2 gezeigten Feldterminal-Rechners.

Die Erfindung ist auf eine Technik zum Messen des Basisvektors zwischen zwei Punkten, wie z. B. Vermessungsmarken, auf der Erde durch Funkinterferometrie unter Verwendung von Doppelseitenbandfunksignalen mit unterdrücktem Träger, die von erdumkreisenden Satelliten des NAVSTAR Globalpositionssystems (GPS) stammen, gerichtet. Diese Technik schließt das Messen der Phasen der Trägerwellen, die in den an jedem Ort empfangenen Signalen enthalten sind, und anschließend das Bearbeiten der Phaseninformation, die an beiden Stellen erhalten wird, zur Bestimmung des Basisvektors ein. Ein Vorteil dieser Technik besteht darin, daß man die Trägerphasen ohne Bezug auf die Kenntnis der codierten Signale mißt, die in den Satelliten zur Modulation der Träger verwendet werden. Ein anderer Vorteil besteht darin, daß es nicht erforderlich ist, die empfangenen Signale, entweder in Echtzeit oder durch Transport der Aufzeichnungen, von den zwei Orten zu einem gemeinsamen Ort zu transportieren. Ein weiterer Vorteil besteht darin, daß die Verwendung von großen oder eine starke Richtwirkung aufweisenden Antennen nicht erforderlich ist. Noch ein weiterer Vorteil besteht darin, daß diese Technik relativ immun gegen Fehler ist, die durch Streuung und Reflexionen der Funkwellen in der Nähe der Empfangsantennen hervorgerufen werden.

Obwohl die Erfindung anschließend speziell für die Verwendung mit GPS-Satelliten beschrieben wird, ist verständlich, daß gewisse Aspekte hiervon nicht allein auf die Verwendung mit derartigen Satelliten begrenzt sind und in Verbindung mit Signalen, die von anderen Quellen empfangen werden, gut verwendbar sein können.

Wie bekannt, umkreisen Satelliten des NAVSTAR Globalpositionssystems (GPS) die Erde in einer Höhe von etwa 20 000 Kilometern und übertragen Signale in einem Frequenzband, das bei 1575,42 MHz zentriert ist, bekannt als das "L1"-Band, sowie Signale in einem zweiten Band, das bei 1227,60 MHz zentriert ist, bekannt als das "L2"-Band. Die Signale werden derart moduliert, daß nahezu symmetrische Ober- und Unterseitenbänder erzeugt werden, wobei der Träger vollständig unterdrückt wird.

Für jedes Band kann das Signal von einem bestimmten Satelliten, das an einer bestimmten Stelle empfangen wird, als eine Funktion der Zeit in folgender Form dargestellt werden:

$$s(t) = m(t) \cos(2\pi f_0 t + \Phi) + n(t) \sin(2\pi f_0 t + \Phi)$$

wobei  $m(t)$  und  $n(t)$  Modulationsfunktionen darstellen, und zwar jeweils eine reelwertige Zeitfunktion:  $f_0$  stellt die Trägersollfrequenz dar, die gleich 1575,42 MHz für L1 und 1227,60 MHz für das L2-Band ist;  $\Phi$  stellt die empfangene Trägerphase in Radian dar, die unbekannt ist und bestimmt werden soll. Jede der Modulationsfunktionen  $m(t)$  und  $n(t)$  stellt eine pseudofällige Zeitfunktion mit einem Mittelwert von Null dar. Die beiden

Funktionen sind gegenseitig rechtwinklig bzw. orthogonal. Jede der Funktionen, die zur Modulation des L1-Trägers für irgendeinen Satelliten verwendet wird, ist auch rechtwinklig zu der entsprechenden Funktion, die für jeden anderen Satelliten verwendet wird, obwohl für einen bestimmten Satelliten die gleiche  $m(t)$ - oder  $n(t)$ -Funktion oder beide verwendet werden können, um sowohl die L1- und die L2-Träger zu modulieren.

Die Bandbreiten der beiden Funktionen  $m(t)$  und  $n(t)$  unterscheiden sich durch einen Faktor von genau 10, wobei  $m(t)$  die engere und  $n(t)$  die breitere Bandbreite aufweist. Gewöhnlich sind bei L1 sowohl  $m(t)$ - und  $n(t)$ -Signalkomponenten vorhanden, und bei L2 ist nur die  $n(t)$ -Komponente vorhanden, die  $m(t)$ -Funktion wird auf Null gesetzt oder "ausgeschaltet". Die Leistungsspektraldichte von  $m(t)$ , die dem Modulationssignal entspricht, das in der GPS-Literatur als "clear/acquisition"-Code bekannt ist, ist proportional zu der Funktion

$$\frac{\sin^2(\pi F/1,023 \text{ MHz})}{(\pi F/1,023 \text{ MHz})^2}$$

wobei  $F$  die Modulationsfrequenz darstellt. Diese Funktion hat eine Halbwertsbreite bei halbem Maximum von etwa 450 kHz. D. h. der Funktionswert ist etwa 0,5 für  $F = \pm 450$  kHz, wohingegen der Wert für  $F=0$  Eins ist. Die Leistungsspektraldichte von  $n(t)$ , die dem Modulationssignal entspricht, das in der GPS-Literatur als "precise code" oder "p code" bekannt ist, ist proportional zu

$$\frac{\sin^2(\pi F/10,23 \text{ MHz})}{(\pi F/10,23 \text{ MHz})^2}$$

Somit beträgt die Halbwertsbreite bei halbem Maximum der Leistungsspektraldichte von  $n(t)$  etwa 4,5 MHz.

Für das L1-Signal von 1575,42 MHz ist der mittlere Quadratwert von  $n(t)$  gewöhnlich gleich ein Halb dem von  $m(t)$ ; d. h.

$$\langle n^2(t) \rangle = 0,5 \langle m^2(t) \rangle.$$

(Es ist möglich, einen GPS-Satelliten in außerordentlichen Betriebsarten zu betreiben, bei denen das Verhältnis der mittleren Quadratwerte oder das Leistungsverhältnis sich von Wert 0,5 unterscheidet, insbesondere ist ein Wert von Null möglich.) Demzufolge entspricht das Verhältnis der Leistungsspektraldichte von  $n(t)$  zu der von  $m(t)$  gewöhnlich etwa  $0,5 \div 10 = 0,05$  für einen Wert von  $F$  nahe Null, so daß, falls ein an das Spektrum  $m(t)$  angepaßtes Bandpaßfilter bei der L1-Trägerfrequenz zentriert ist, etwa 90 Prozent der Leistung, die in dem Ausgang dieses Filters enthalten ist, von der  $m(t)$ -Signalkomponente stammen wird und weniger als 10 Prozent von der  $n(t)$ -Komponente. Zur Vereinfachung wird in der übrigen Beschreibung davon ausgegangen, daß das GPS-L1-Signal keine  $n(t)$ -Komponente aufweist und die folgende einfachere Form aufweist:

$$s(t) = m(t) \cos(2\pi f_0 t + \Phi).$$

Im allgemeinen ist die empfangene Trägerphase  $\Phi$  eine sich langsam ändernde Zeitfunktion, so daß die tatsächlich empfangene Trägerfrequenz durch die folgende algebraische Summe gegeben ist:

$$f = f_0 + (2\pi)^{-1} (d\Phi/dt),$$

wobei  $f_0$  die Trägersollfrequenz und  $d\Phi/dt$  die Zeitableitung von  $\Phi$  darstellt. Durch den Ausdruck "sich langsam ändernde" ist gemeint, daß  $(2\pi)^{-1} (d\Phi/dt)$  sehr klein im Vergleich zu  $f_0$  und zur Bandbreite von  $m(t)$  ist. Der Hauptgrund für die zeitliche Änderung von  $\Phi$  ist in der Dopplerverschiebung zu sehen, wodurch  $f$  von  $f_0$  bis zu etwa plus oder minus 4,5 kHz abweichen kann.

Das empfangene Signal  $s(t)$  enthält keine diskrete spektrale Leistungskomponente bei der Trägerfrequenz, da der Mittelwert von  $m(t)$  Null ist. Somit wird der Träger vollständig unterdrückt, und die Leistungsspektraldichtefunktion des L1-Signals  $s(t)$  ist gleich der Leistungsspektraldichtefunktion der Modulation  $m(t)$ , übertragen vom Basisband auf die empfangene Trägerfrequenz  $f$ . Da  $m(t)$  eine reellwertige Zeitfunktion darstellt, ist dessen Leistungsspektraldichte eine gerade symmetrische Funktion der Frequenz. Somit hat die Leistungsspektraldichte von  $s(t)$  eine gerade Symmetrie bezüglich der Trägerfrequenz  $f$  und wird als Doppelseitenbandspektrum bezeichnet. Der Teil dieses Leistungsspektrums, der den Frequenzen größer als  $f$  entspricht, wird oberes Seitenband genannt; der Teil, der den unteren Frequenzen entspricht, wird als unteres Seitenband bezeichnet. (Die leichte Asymmetrie, bestenfalls etwa 3 Teile von  $10^6$  zwischen dem oberen und dem unteren Seitenband infolge der Doppler-"Dehnung" des Signals ist hier nicht von Bedeutung.)

Gemäß der Erfindung wird eine Antenne an jedem Ende eines Basisvektors aufgestellt. Die Signale, die durch jede Antenne empfangen werden, werden in obere und untere Seitenbandkomponenten getrennt. Diese getrennten Komponenten werden gefiltert, in Ein-Bit-Digitalform umgewandelt und anschließend zusammen multipliziert. Ihr Produkt wird digital durch Korrelation mit Quadraturausgängen eines Empfänger- bzw. Überlagerungsoszillators analysiert, um die Leistung und die zu diesem Überlagerungsoszillator relative Phase der Trägerwelle zu bestimmen, die in dem von jedem Satelliten empfangenen Doppelseitenbandsignal enthalten ist. Unterschiede in der Dopplerverschiebung werden verwendet, um die Träger der unterschiedlichen Satelliten zu unterscheiden. Somit werden die Leistungen und Trägerphasen der Signale mehrerer Satelliten gleichzeitig gemessen, und an jeder Vermessungsmarke werden numerische Daten erhalten, die die Meßergebnisse repräsentieren. Die Messungen werden bei jeder Marke in Echtzeit durchgeführt, und zwar ohne Bezug auf die Signale, die an irgendeinem anderen Ort empfangen werden und ohne Kenntnis irgendeines der codierten Signale, die die GPS-Träger modulieren. Die Daten der gleichzeitig, aber unabhängig an den beiden Vermessungsmarken durchgeführten Messungen — und zwar einmal pro Sekunde für eine Zeitspanne von ausreichender Dauer, wie z. B. von etwa 5000 Sekunden — werden dann zusammen verarbeitet, um den sich von einer Marke zu anderen erstreckenden Basisvektor zu bestimmen. Zwei Verarbeitungsverfahren werden offenbart. Bei dem einen Verfahren wird eine "Mehrdeutigkeitsfunktion" berechnet, die eine Funktion der Meßdaten und eines Ausgangs- bzw. Versuchsvektors  $\vec{b}$  des Basisvektors ist. Der Vektorraum von  $\vec{b}$  wird systematisch abgesucht, um den eindeutigen Wert von  $\vec{b}$  zu finden, der die berechnete Funktion maximiert. Dieser Wert von  $\vec{b}$  wird als erwünschte Bestimmung des unbekannten Basisvektors  $\vec{b}$  genommen.

Mit Bezug auf Fig. 1 wird nun eine Vorrichtung 11

zum Bestimmen eines Basisvektors  $\vec{b}$  gemäß der Erfindung verdeutlicht. Der Basisvektor  $\vec{b}$ , der manchmal auch anschließend als "Basislinie" bezeichnet wird, stellt den Relativlagevektor von einer Vermessungsmarke SM-1 in bezug auf die andere Vermessungsmarke SM-2 dar. Die Basis erstreckt sich von der Vermessungsmarke SM-1, die sich an dem Ursprung oder einem Ende der Basislinie befindet, zu der Vermessungsmarke SM-2, die sich an dem Endpunkt oder dem anderen Ende der Basislinie befindet. Die Vorrichtung 11 umfaßt zwei intelligente Interferometer-Feldterminals 13-1 und 13-2, und zwar eines an jedem Ende der Basislinie, sowie einen Rechner, der strukturell und funktionell in eines der Terminals 13 eingebaut und Teil davon sein kann oder der, wie gezeigt, eine getrennte Einheit 15 darstellen kann.

Die Vorrichtung erfordert zum normalen Betrieb gewisse numerische Daten von externen Quellen und ebenso einige Einrichtungen zur Übertragung numerischer Daten zwischen dem Rechner 15 und jedem Terminal 13, und zwar vor und nach oder (fakultativ) während der Durchführung der Basismessungen.

Ehe mit den Messungen zur Bestimmung der Basis begonnen wird, werden Daten von einem ersten Datenspeicher 17, und zwar stellvertretend für die Umlaufbahnen mehrerer GPS-Satelliten — von denen zwei mit GPS-1 und GPS-2 bezeichnet zu Illustrationszwecken gezeigt werden — in den Rechner 15 eingegeben, und zwar zusammen mit Approximationsdaten, die stellvertretend für die Orte der Vermessungsmarken SM-1 und SM-2 sind, und die von einem zweiten Datenspeicher 19 erhalten werden. Die letzteren Daten können z. B. die Vermessungsmarkenorte innerhalb einer Genauigkeit von einigen Kilometern repräsentieren. Von diesen Satellitenbahn- und Meßortdaten erzeugt der Rechner 15, in Tabellenform als Funktion der Zeit, eine Voraussage der Dopplerfrequenzverschiebung, die das von jedem GPS-Satelliten gesendete 1575,42-MHz-Signal beim Empfang an jeder Vermessungsmarke haben wird. Der Rechner 15 erzeugt ebenso eine tabellenförmige Voraussage des Leistungspegels des Signals, das von jedem Satelliten an jeder Marke empfangen wird. Die vorausgesagte Leistung ist Null, falls der Satellit sich unterhalb des Horizonts befindet. Die vorausgesagte Leistung stellt eine Funktion des vorausgesagten Höhenwinkels des Satelliten über dem Horizont dar infolge der Winkelabhängigkeit des Gewinns einer Empfangsantenne (bei der Vermessungsmarke) und, gewöhnlich in geringerem Ausmaß, einer Sendeantenne (am Satelliten). Die Tabellen mit den vorausgesagten Frequenzverschiebungen und -leistungen werden — für eine Zeitspanne, die die Zeit für die erwarteten Messungen umfaßt — für alle GPS-Satelliten, die nach aller Erwartung bei jeder Meßmarke sichtbar sind, durch irgendeine bekannte Einrichtung, wie z. B. durch eine Telefon- oder Funktelefonzwischenleitung zu einem Speicher eines kleineren Rechners übertragen und eingegeben, der in dem besonderen Interferometer-Feldterminal 13, das an dieser Vermessungsmarke aufgestellt wird oder bereits aufgestellt wurde, enthalten ist. Alternativ können die Frequenz- und Leistungsvorhersagetabellen durch den im Interferometer-Terminal enthaltenen Rechner erzeugt werden.

Die Dopplerfrequenzvorhersagen werden nach Formeln berechnet, die im Stand der Technik gut bekannt sind. Die Fehlergrößen bei solchen Vorhersagen sind in der Größenordnung von 1 Hertz pro Fehlerkilometer in bezug auf den angenommenen Ort der Vermessungs-



marke. Der zusätzliche Fehler der Frequenzvorhersage infolge eines Fehlers bei der Extrapolation der Satellitenbahn liegt normalerweise in der Größenordnung von 1 Hertz oder weniger für wenigstens einen Tag vorher gemachte Vorhersagen. Frequenzvorhersagefehler bis zu mehreren Hertz sind im Zusammenhang mit der Erfindung zulässig. Die Vorhersagen über die empfangene Leistung brauchen nicht sehr genau zu sein; Fehler von mehreren Dezibel sind zulässig, da diese Voraussagen nicht für einen sehr kritischen Zweck verwendet werden. Sie dienen in der Hauptsache dem Feldterminalrechner dazu, zu prüfen, ob das gewünschte Signal, und nicht irgendein Störsignal empfangen wird. Unter möglicherweise einem gewissen Verzicht an Zuverlässigkeit könnten die Leistungsvorhersagetabellen eliminiert werden.

Ein Interferometer-Feldterminal 13, das an einer Vermessungsmarke aufgestellt wurde, empfängt nun gleichzeitig die 1575,42-MHz-Signale von einer Vielzahl von Satelliten, und zwar bis zu sieben, aber keinesfalls weniger als zwei Satelliten. Für eine genaue Bestimmung der zu erlangenden Basis ist es für die Terminals an beiden Enden der Basis wesentlich, die Satelliten gleichlaufend zu beobachten.

Elektronikschaltkreise (nachfolgend beschrieben) innerhalb jedes Terminals trennen die empfangenen Signale in obere und untere Seitenbandkomponenten auf und analysieren unter Verwendung der Vorhersage der Dopplerfrequenzverschiebung diese Seitenbandkomponenten, um die Leistung und die Phase der Trägerwelle zu bestimmen, die in dem von jedem Satelliten empfangenen Signal enthalten ist. Die Daten von diesen Leistungs- und Phasenbestimmungen werden innerhalb des Feldterminals gespeichert und evtl. durch irgendeine bekannte Einrichtung an den zentralen Rechner 15 wieder zurückgegeben.

Die Daten von den beiden Interferometer-Feldterminals 13-1 und 13-2 müssen zusammen verarbeitet werden, um eine genaue Bestimmung des Basisvektors zu erhalten.

Es ist zu bemerken, daß für den Betrieb dieses Systems keine Einrichtung für eine Fernübermittlung oder Übertragung der Daten erforderlich ist. Die Terminals 13-1 und 13-2 können körperlich zu der gleichen Stelle wie der Rechner 15 transportiert werden, und dort können die vorhergesagten Tabellen vom Rechner 15 zu den Terminals 13 übertragen werden. Anschließend können die Terminals 13, die die Tabellen in ihren Speichern enthalten, zu den Vermessungsmarken SM-1 und SM-2 befördert werden, wo die Satelliten beobachtet werden. Nach Beendigung dieser Beobachtungen können die Terminals 13 zu der Stelle des Rechners 15 zurückbefördert werden, wo die Trägerphasendaten von beiden Terminals zu dem Rechner zur Bearbeitung übertragen werden können.

Mit Bezug auf Fig. 2 werden die Hauptkomponenten eines Interferometerterminals 13, auch als "Feldterminal" bezeichnet, verdeutlicht. Jedes Feldterminal 13 weist eine Antennenanordnung 21 auf, die mit einer Elektronikanordnung 23 mit Hilfe eines Koaxialkabels 25 verbunden ist.

Jede Antennenanordnung 21 weist eine Antenne 27 und eine Vorverstärkeranordnung 29 auf. Die Antenne ist auf der Vermessungsmarke SM positioniert und kann in Art der Antenne, die in der US-Patentanmeldung 3 23 328, eingereicht am 20. November 1981, beschrieben ist, aufgebaut sein. Ohne Rücksicht auf die Art der Konstruktion muß der Ort des Phasenzentrums die An-

tenne 27 bezüglich der Vermessungsmarke SM genau bekannt sein. Die Antenne, die in dieser Patentanmeldung beschrieben ist, ist in dieser Hinsicht ausreichend. Die Ungenauigkeit in der Positionierung ihres Phasenzentrums beträgt bestenfalls einige Millimeter.

Die Antenne 27 empfängt die 1575,42-MHz-Funksignale, die von den GPS-Satelliten gesendet werden. Die empfangenen Signale werden durch den Vorverstärker 29 verstärkt und über das Koaxialkabel einer Empfangereinheit 31 zugeführt, die in der Elektronikanordnung 23 enthalten ist, wobei die Empfangereinheit 31 einen Seitenbandseparator 33, einen Empfängerarbeitsstromkreis 34 und einen Oszillatorschaltkreis 35 einschließt.

In dem Seitenbandseparator 33 wird der obere Seitenbandteil der Signale, die denjenigen Teil der von allen kombinierten Satelliten empfangenen Signale enthalten, der einen Bereich von Funkfrequenzen innehat, der sich von 1575,42 MHz nach oben erstreckt, von dem unteren Seitenbandteil getrennt, der Funkfrequenzen unterhalb 1575,42 MHz entspricht. Zur Durchführung dieser Trennung verwendet der Seitenbandseparator 33 ein 1575,42-MHz-Bezugssignal, das von dem Oszillatorschaltkreis 35 geliefert wird.

Die Empfangereinheit 31 liefert drei Signale in analoger Form zu einer Digitalelektronikeinheit 37. Ein analoges Signal, bezeichnet mit  $u(t)$ , repräsentiert die obere Seitenbandkomponente der empfangenen Funkfrequenzsignale, die ins Basisband übertragen wurde. Das zweite analoge Signal, gekennzeichnet mit  $e(t)$ , repräsentiert die untere Seitenbandkomponente, die ebenso ins Basisband übertragen wurde. Jedes dieser beiden Signale enthält Beiträge von allen sichtbaren Satelliten. Das dritte, an die Digitalelektronikeinheit 37 gelieferte Signal ist ein sinusförmiges Signal mit einer Frequenz von 5,115 MHz, das die Ausgangsgröße eines freischwingenden, stabilen Quarzkristalloszillators in dem Oszillatorschaltkreis 35 darstellt. Die Ausgangsgröße dieses gleichen Oszillators wird hinsichtlich der Frequenz mit einem festen ganzen Faktor von 308 innerhalb der Oszillatoranordnung multipliziert, um die Bezugsfrequenz von 1575,42 MHz zu erhalten, die von dem Seitenbandseparator verwendet wird. Die Genauigkeit der Frequenzen, die durch die Oszillatoranordnung 35 erzeugt werden, beträgt in der Regel etwa ein Teil von  $10^9$ , obwohl eine Genauigkeit von ein Teil von  $10^8$  zulässig wäre.

In der Digitalelektronikeinheit 37 wird jede der drei analogen Eingangsgrößen in ein digital-logisches Signal übergeführt. Die Digitalsignale werden unter der Steuerung eines Feldterminalrechners 39 verarbeitet, um die Trägerleistungs- und Phasendaten zu erzeugen. Die Digitalelektronikeinheit 37 ist mit dem Feldterminalrechner 39 mit Hilfe eines bidirektionalen Datenbusses 41 verbunden. Der Feldterminalrechner 39 kann ein Digital Equipment Corporation (DEC)-Modell LSI-11/2 Microcomputer sein; in diesem Fall kann der Datenbus 41 ein DEC-"Q"-Bus sein.

Die Trägerphasendaten werden in dem Speicher des Feldterminalrechners 39 gespeichert, bis diese Daten zu dem zentralen Rechner 15 zur Verarbeitung übertragen werden. Wie bereits bemerkt, kann der zentrale Rechner 15 eliminiert werden und die Verarbeitung in einem der Feldterminalrechner 39 durchgeführt werden. Die Phasendaten können ebenso durch den Feldterminalrechner 39 auf ein Datenspeichermedium, wie z. B. eine Magnetbandkassette oder eine Magnetplatte (nicht dargestellt), herausgeschrieben werden. Die Daten können ebenso über eine direkte elektrische Verbindung oder

über ein Modem und eine Telefonverbindung oder durch viele andere übliche Einrichtungen übertragen werden.

Mit Bezug auf Fig. 3 werden weitere Einzelheiten der Komponenten der Antennenanordnung 21 gezeigt. Die Antennenanordnung 21 beinhaltet eine Antenne 27, die — wie erwähnt — derart aufgebaut ist, daß ihr Phasenzentrum genau bezüglich der Vermessungsmarke positioniert werden kann. Die 1575,42-MHz-Funksignale, die durch die Antenne 27 empfangen werden, werden der Vorverstärkerschaltung 29 zugeführt, dessen Funktion es ist, ihren Leistungspegel ausreichend anzuheben, um die Dämpfung des Koaxialkabels 25, das die Antennenanordnung 21 mit der Empfängereinheit 31 verbindet, und das Hintergrundrauschen, das in dem Eingangsverstärker in der Empfängereinheit 31 erzeugt wird, zu beseitigen.

In der Vorverstärkerschaltung 29 werden die von der Antenne 27 empfangenen Signale zuerst durch ein Bandpaßfilter 43 von etwa 50 MHz Bandbreite, zentriert bei 1575,42 MHz, gefiltert. Die Funktion des Filters 43 besteht darin, eine Überlastung der Empfängereinheit 31 durch starke Störsignale zu verhindern, die außerhalb des GPS-Signalbandes vorhanden sein können. Die Ausgangsgröße des Bandpaßfilters 43 wird einem passiven Diodenbegrenzer 45 zugeführt, der zum Schutze des Durchbrennens eines rauscharmen Verstärkers 47 dient, und zwar infolge von irgendwelchen, sehr starken Signalen, wie z. B. Signale, die von in der Nähe befindlichen Hochleistungsradaranlagen abgestrahlt werden könnten. Der rauscharme Verstärker 47 stellt einen normalen Gallium-arsenid-Feldeffekttransistor (FET)-Verstärker mit einer Rauschzahl von etwa 2 db dar.

Die Gleichstromleistung für den rauscharmen Verstärker wird über das Koaxialkabel 25, das mit der Vorverstärkerschaltung 29 verbunden ist, von der Empfängereinheit 31 zugeführt, und zwar über eine Funkfrequenzdrossel 49 und einen Spannungsregler 51. Ein Kondensator 53 koppelt die Funkfrequenzausgangsgröße des rauscharmen Verstärkers 47 mit dem Kabel 25, während es den Gleitstrom von dem Verstärker abhält.

Mit Bezug auf Fig. 4 werden detaillierter die Komponenten der Empfängereinheit 31 dargestellt. Die Empfängereinheit 31 schließt einen Empfängerarbeitsstromkreis 34, einen Seitenbandseparator 33 und einen Oszillatorschaltkreis 35 ein. Der Empfängerarbeitsstromkreis liefert Gleichstrom für den Betrieb des Oszillatorschaltkreises 35, des Seitenbandseparators 33 und über das Koaxialkabel 25 zum Betrieb des rauscharmen Verstärkers 47 in der Antennenanordnung 21. Der Oszillatorschaltkreis 35 liefert eine Bezugsfrequenz von 1575,42 MHz zu dem Seitenbandseparator 33 sowie eine Bezugsfrequenz von 5,115 MHz an die Digitalelektronikeinheit 37. Der Seitenbandseparator 33 trennt die Signale, die in einem Funkfrequenzband empfangen werden, das bei 1575,42 MHz zentriert ist und sich von dieser Frequenz nach oben und unten erstreckt, in getrennte obere und untere Seitenbandkomponenten im Basisband.

Der Empfängerarbeitsstromkreis 34 enthält geregelte Gleichspannungsnetzgeräte 61 und zusätzlich eine Akkumulatorbatterie 63. Die Batterie 63 ermöglicht es, das dem Kristalloszillator 65 in dem Oszillatorschaltkreis 35, der Echtzeituhr in der Digitalelektronikeinheit 37 und dem Datenspeicher des Feldterminalrechners 39 ohne Unterbrechung Leistung zugeführt werden kann, und zwar ungeachtet von Unterbrechungen des externen

Hauptstromversorgungsnetz, die auftreten können; somit wird die Frequenzstabilität des Oszillators erhalten, und die Uhrzeiteinstellung sowie die in dem Rechnerspeicher gespeicherten Daten gehen nicht verloren.

Der Oszillator 65 in dem Oszillatorschaltkreis 35 stellt einen Quarzkristalloszillator dar, wie z. B. ein Frequency and Time Systems (FTS)-Modell 1001 dar, das eine Ausgangsfrequenz von 5,115 MHz innerhalb eines Bruchteils von  $10^8$  oder weniger liefert. Das FTS-Modell 1001 besitzt eine Stabilität von etwa einem Teil von  $10^{10}$  pro Tag und einem Teil von  $10^{12}$  über Zeitintervalle von 1 bis 100 Sekunden, und ist demzufolge für diese Anwendung mehr als geeignet.

Der Oszillator 65 liefert zwei identische Ausgangsgrößen, und zwar eine an die Digitalelektronikeinheit 37 und die andere an einen 1575,42-MHz-Normalfrequenzgenerator 67 in dem Oszillatorschaltkreis 35.

Der 1575,42-MHz-Normalfrequenzgenerator 67 enthält einen spannungsgesteuerten Transistoroszillator (VCO) 69, der bei einer Frequenz von 393,855 MHz schwingt; d. h.  $77 \times 5,115$  MHz. Die Phase des Oszillators wird bezüglich der Phase des 5,115-MHz-Bezugssignals durch die Wirkung einer Phasenverkeittungsschleife stabilisiert, die aus dem VCO 69, einem Koppler 71, einer Divisionsschaltung 73, einem Phasenfrequenzfehlerdetektor 75 und einem Schleifenfilter 77 besteht. Ein Teil der Ausgangsleistung des VCO 69 wird mit Hilfe des Kopplers 71 an den Eingang der Frequenzdivisionsschaltung bzw. Frequenzteilerschaltung 73 gekoppelt, die aus standardisierten emittergekoppelten Logik-IC-Schaltungen besteht, die eine Division durch 11 und anschließend durch 7 vornehmen. Der Ausgang der Frequenzteilerschaltung 73 stellt die "variable" Eingangsgröße und der 5,115-MHz-Ausgang des Oszillators 65 stellt den "Bezugs"-Eingang für den standardisierten ECL-IC-Phasenfrequenzdetektor 75, wie z. B. Motorola-Typennummer MC 12 040, dar. Der Ausgang des Detektors 75 wird in dem Schleifenfilter 77 tiefpaßgefiltert, um die Steuerspannung zu erhalten, die die Eingangsgröße des VCO 69 darstellt. Der Ausgang des VCO 69 wird vervierfacht hinsichtlich der Frequenz durch eine Folge von zwei standardisierten, symmetrischen Diodenfrequenzverdopplern 79 und durch einen Verstärker 81 verstärkt, um die 1575,42-MHz-Ausgangsfrequenz zu erhalten, die den Seitenbandseparator 33 ansteuert.

Die in einem bei 1575,42 MHz zentrierten Frequenzband enthaltenen Signale, die über das Koaxialkabel 25 von der Antennenanordnung 21 an dem Eingang 83 des Seitenbandseparators 33 empfangen werden, werden durch einen Gleichstrom-Speerrkondensator 85 an ein Bandpaßfilter 87 angekoppelt und mittels eines Eingangsverstärkers 89 verstärkt. Die Gleichstromleistung für den Vorverstärker 29 (in der Antennenanordnung) wird über eine Funkfrequenzdrossel 91 und dem Empfängerarbeitsstromkreis 34 auf das Koaxialkabel 25 gekoppelt.

Der HF-Leistungsverteiler oder die "Verzweigung" 93, die 1575,42-MHz-Überlagerungsozillator-Quadraturgabelschaltung 95, die beiden Ringmischer 97 und 99 und die Breitbandvideofrequenzquadraturgabelschaltung 101 in dem Seitenbandseparator 33 umfassen einen dualen Funkfrequenz-Basisbandumformer für ein Einseitenband oder einen "Demodulator" vom bekannten "Phasenabgleich"-Typ. Ein derartiger Demodulator wurde beispielsweise in einem Artikel von Alan E. E. Rogers in Proceedings of the IEEE, vol. 59 (1971), Seiten 1617—1618 beschrieben. Seine Arbeitsweise wird hier nachfolgend beschrieben.

Man bezeichnet mit  $f_0$  die Frequenz des Bezugssignals, das durch den Oszillatorschaltkreis zu dem Seitenbandseparator 33 geliefert wird. Die Frequenz  $f_0$  entspricht nominell 1575,42 MHz, was der Trägersollfrequenz der GPS-Satelliten-"L1"-Übertragungen entspricht, und zwar vor der Dopplerverschiebung (erster Ordnung). Dann können die Ausgangsgrößen 102 und 103 der Quadraturgabelschaltung 95 als  $\sin 2\pi f_0 t$  bzw.  $\cos 2\pi f_0 t$  geschrieben werden. Die Ausgangsgrößen, die um  $90^\circ$  phasenverschoben sind, stellen die "Überlagerungsoszillator (local oscillator)"-Eingangsgrößen für die Mischer 97 bzw. 99 dar. Die Hochfrequenzeingangsgrößen für die beiden Mischer sind identisch. Die Basisbandausgangsgrößen der Mischer sind demzufolge identisch mit Ausnahme einer Phasenverschiebung von  $\pi/2$ -Radian. (Mit "Basisband" ist der näher bei Null, als bei  $f_0$  gelegene Frequenzbereich gemeint, der dem Unterschied zwischen der Eingangsfrequenz und  $f_0$  entspricht.) Die Richtung dieser Phasenverschiebung, Phasenvoreilung oder -nacheilung, ist davon abhängig, ob die Eingangssignalfrequenz oberhalb oder unterhalb von  $f_0$  liegt. Somit ist es möglich, entweder die Oberseitenband-(Eigenfrequenz höher) oder die Unterseitenbandeingänge auszuwählen und das gegenüberliegende Seitenband durch Verschiebung der Phase eines Mischeraustrags um zusätzlich  $\pi/2$  Radian auszuscheiden und dann die beiden Mischerausträge entweder zu addieren oder zu subtrahieren (abhängig davon, welches Seitenband gewünscht ist).

Die Quadratur- bzw.  $90^\circ$ -Phasenverschiebungsgabelschaltung 101, die zwei Eingänge 109 und 111 sowie zwei Ausgänge 105 und 107 hat, führt diese  $\pi/2$ -Phasenverschiebung und diese Addition/Subtraktion durch. Der obere Ausgang 105 der Gabelschaltung 101 ist gegeben durch die arithmetische Summe des oberen Eingangs 109 plus des unteren Eingangs 111, wobei beide Eingänge in der Phase um einen von der Frequenz abhängigen Betrag verzögert wurden, jedoch mit einer in bezug auf den oberen Eingang, um konstant  $\pi/2$  Radian größeren Phasenverschiebung des unteren Eingangs, und zwar abhängig von der Frequenz. Der untere Ausgang 107 ist durch die arithmetische Differenz der gleichen beiden, unterschiedlich phasenverschobenen Eingänge 109 und 111 gegeben, wobei die Differenz im Sinne von oben minus unten genommen wird. Der festgesetzte,  $\pi/2$  Radian (eine Viertel Periode), Phasenunterschied wird genau für alle Frequenzen zwischen  $f_{HP}$  und wenigstens  $f_{LP}$  eingehalten, wobei  $f_{HP} \approx 10$  kHz viel geringer als  $f_{LP} \approx 450$  kHz und  $f_{LP}$  etwa gleich der einseitigen Bandbreite der GPS-"C/A"-Modulation  $m(t)$  ist, wie vorstehend diskutiert wurde. Der Aufbau einer Quadraturgabelschaltung, die diese Eigenschaften aufweist, ist in dem zitierten Artikel von Rogers dargestellt.

Nun werden die Ausgänge der Quadraturgabelschaltung 101 getrennt durch identische Videoverstärker 113 und 115 verstärkt, durch Hochpaßfilter 117 und 119 sowie Tiefpaßfilter 121 und 123 gefiltert. Die Filter 117 und 119 sind identische Hochpaßfilter mit einer Niederfrequenzsperrre bei  $f_{HP}$ . Der Zweck dieser Hochpaßfilter 117 und 119 besteht darin, Gleichstromkomponenten und irgendwelche Niederfrequenzspektralkomponenten der Mischerausträge zu eliminieren, und zwar bezüglich Frequenzen, die annähernd gleich oder niedriger als die maximal mögliche Größe der Dopplerverschiebung, die ein GPS-Satellitensignal haben kann, sind.

Es ist erwünscht, derartige Komponenten auszuschließen, da andererseits diese die nachfolgende Bestimmung der empfangenen, dopplerverschobenen Trä-

gerphase in der Digitalelektronikseinheit und dem Rechner des Feldterminals behindern könnten. Solche potentiellen Interferenz- bzw. Störsignale können niederfrequentes Funkelrauschen enthalten, das in den Mischern selbst erzeugt wird, oder können von einer Kombination aus einer Unausgeglichenheit der Mischer und (unerwünschten) niederfrequenten Amplituden- oder Phasenschwankungen des 1575,42-MHz-Bezugssignals oder des Verstärkungsfaktors irgendwelcher Funkfrequenzsignalverstärker herrühren, die den Mischern vorgehen. Eine andere potentielle Quelle einer niederfrequenten Interferenz bzw. Störung stellt das Brummen oder die Welligkeit der Ausgangsspannungen bzw. -ströme des Netzgerätes dar. Eine weitere Quelle könnte ein störendes Dauer (CW)-Signal sein, dessen Frequenz Nahe bei  $f_0$  liegt.

Die Tiefpaßfilter 121 und 123 stellen identische Tiefpaßfilter mit einer Bandbreite gleich  $f_{LP}$ , gleich der einseitigen Bandbreite von  $m(t)$ , dar. Das Ansprechverhalten jedes Filters, als Funktion der Frequenz, ist derart zugeschnitten, daß diese mit der Leistungsspektraldichte von  $m(t)$  zusammenpaßt. Der Zweck dieser Filter besteht darin, Rauschen und Interferenz außerhalb der Bandbreite von  $m(t)$  auszuschließen. Es ist zu bemerken, daß GPS-"P code"-Modulationssignale  $n(t)$  mit großer Bandbreite hier normalerweise eine Interferenz- bzw. Störquelle darstellen würden. Zumeist wird etwa 80 Prozent der von dem Signal  $n(t)$  stammenden Leistung durch diese Tiefpaßfilter abgehalten. Dieser Abweisungsgrad ist ausreichend, um sicherzustellen, daß die "P code"-Interferenz eine vernachlässigbare Wirkung hat. Wir möchten jedoch bemerken, daß für den Fall, daß die Schmalband- $m(t)$ -Modulation in den GPS-Satelliten abgeschaltet würde, dann die Breitband- $n(t)$ -Modulation nicht länger ein unerwünschtes Störsignal darstellen würde; es würde das gewünschte Signal werden. Ein derartiger Schalter könnte in der GPS-Signalstruktur durch Vergrößerung der Bandbreiten der Tiefpaßfilter 35 um einen Faktor von 10 untergebracht werden, um diese an das neue "Signal" anzupassen.

Die Ausgangsgröße  $u(t)$  des Tiefpaßfilters 121 repräsentiert die nach unten umgesetzte und gefilterte obere Seitenbandkomponente des Ursprungssignals  $s(t)$ . Die Ausgangsgröße  $l(t)$  des Tiefpaßfilters 123 repräsentiert das untere Seitenband. Es sollte bemerkt werden, daß das Spektrum von  $u(t)$  in bezug auf die Frequenz nach oben verschoben wird und das Spektrum von  $l(t)$  bezüglich der Frequenz nach unten verschoben wird, und zwar relativ zu dem Spektrum der ursprünglichen Modulation  $m(t)$  um einen Betrag gleich  $(f - f_0)$ , d. h. dem Unterschied zwischen der aktuell empfangenen Trägerfrequenz  $f$  und der Überlagerungsoszillatorfrequenz  $f_0$ . [Falls die Dopplerverschiebung des Trägers  $(f - f_0)$  negativ ist, wird dann das  $u(t)$ -Spektrum nach unten und das  $l(t)$ -Spektrum nach oben verschoben.] Man nimmt an, daß die Größe dieser Verschiebung kleiner als  $f_{HP}$  und sehr viel kleiner als  $f_{LP}$  sein soll. Dieser Annahme wird genügt, falls die Frequenzverschiebung primär von der Dopplerverschiebung herrührt, die niemals die Größe von 5 Kilohertz überschreiten kann, vorausgesetzt, daß  $f_{HP}$  etwa gleich 10 kHz gesetzt wird. Irgendeine Absetzung der Frequenz des Bezugskristalloszillators 65 von der gewünschten 5,115-MHz-Frequenz wird auch eine (308mal größere) Verschiebung der  $u(t)$ - und  $l(t)$ -Spektren hervorrufen. Normalerweise wird jedoch eine derartige Verschiebung sehr viel kleiner als  $f_{HP}$  sein.

Zusätzlich zu der Frequenzverschiebung der oberen



und unteren Seitenbandausgang  $u(t)$  und  $l(t)$  entsteht eine frequenzabhängige, divergierende Phasenverschiebung jedes Ausgangs infolge der Quadraturgabelschaltung 101. Jedoch ist für den speziellen Quadraturgabelschaltungsaufbau von Rogers (oben zitiert) diese Phasenverschiebung zu gering, um wichtig zu sein. Ähnlich werden die zusätzlichen Phasenverschiebungen, die durch das Bandpaßfilter 87 und die Hoch- und Tiefpaßfilter 117, 119, 121 und 123 hervorgerufen werden, unbedeutend sein, falls Standardfilterkonstruktionen verwendet werden. Jeder dieser Effekte neigt zur Aufhebung, wenn die Differenz zwischen den Terminals in der nachfolgenden Datenverarbeitung gebildet wird. Diese Aufhebung ist nicht exakt, da zwei Filter niemals genau gleich sind. Ebenso sind die Dopplerverschiebungen an unterschiedlichen Orten zu irgendeiner gegebenen Zeit unterschiedlich. Jedoch sind diese Resteffekte vernachlässigbar, wie dies durch eine direkte Berechnung und durch aktuelle Experimente bestätigt wurde.

In Fig. 5 ist ein Blockdiagramm der Digitalelektronikeinheit 37 dargestellt. Diese Digitalelektronikeinheit 37 beinhaltet einen Signalumsetzer 125, eine Korrelatoranordnung 127 mit einer Reihe von sieben identischen Korrelatoren, eine numerische Oszillatoranordnung 129 mit einem entsprechenden Satz aus sieben identischen, numerischen Oszillatoren und eine Echtzeituhr 131, wobei die Korrelatoranordnung 127, die numerische Oszillatoranordnung 129 und die Echtzeituhr 131 über einen Datenbus 133 miteinander und mit dem Feldterminalrechner 39 verbunden sind. Die erste Funktion des Signalumsetzers 125 besteht darin, das analoge Oberseitenbandsignal  $u(t)$ , das analoge Unterseitenbandsignal  $l(t)$  und das analoge, sinusförmige 5,115-MHz-Signal jeweils in ein binärwertiges "Digital"- oder "Logik"-Signal umzusetzen, das zur Bearbeitung durch übliche Transistor-Logik-(TTL)-Schaltkreise geeignet ist.

Der Signalumsetzer 125 erzeugt genau zwei Ausgangsgrößen. Eine dieser Ausgangsgrößen stellt eine binärwertige, TTL, periodische Rechteckwellenform mit einer Frequenz von 10,23 MHz dar, die durch Frequenzverdopplung der 5,115-MHz-Eingangssgröße erzeugt wird. Dieses 10,23-MHz-Ausgangssignal dient als ein Taktsignal zur Zeitsteuerung aller digitalen Schaltungen. Dieses Taktsignal wird durch 1023 ( $= 3 \times 11 \times 31$ ) in der Echtzeituhr 131 dividiert, um einen Takt pro 100 Mikrosekunden zu erhalten. Weitere Divisionen mit aufeinanderfolgenden Faktoren von 10 erzeugen dann eine vollständige Dezimaldarstellung der Zeit in Sekunden, wobei das niedrigstwertige Bit Einheiten von  $10^{-4}$  Sekunden repräsentiert. Die Zeit kann in dieser Form über den Datenbus 133 immer abgelesen werden. Die Operationen der Korrelatoranordnung 127, der numerischen Oszillatoranordnung 129 und des Feldterminalrechners 39 werden alle durch die Echtzeituhr 131 über den Datenbus 133 geregelt.

Die zweite "Digital"-Ausgangsgröße des Signalumsetzers 125 wird von den analogen  $u(t)$ - und  $l(t)$ -Eingangssgrößen abgeleitet und stellt eine binärwertige, TTL-pegelige, unperiodische Wellenform dar. Diese Ausgangsgröße wird durch ein exklusives-TTL-NOR-Glied erzeugt, das zwei Eingänge aufweist: ein Eingang verdeutlicht das Vorzeichen der  $u(t)$ -Eingangssgröße und der andere das Vorzeichen von  $l(t)$ . Somit ist die Gatterausgangsgröße "Wahr" (T oder binäre 1) falls, und nur falls die analogen  $u(t)$ - und  $l(t)$ -Signale das gleiche Vorzeichen aufweisen.

In Fig. 6 ist ein Blockdiagramm des Signalumsetzers 125 dargestellt. Das analoge Signal  $u(t)$  stellt eine Ein-

gangsgröße für einen Komparator 135 dar, an dessen Ausgang ein TTL-Logikpegel erscheint, und zwar "Wahr", falls  $u(t)$  positiv ist und "Falsch", falls  $u(t)$  negativ ist. Dieses TTL-Logiksignal wird als eine Eingangsgröße für ein exklusives TTL-NOR-Glied 137 verwendet. Das analoge Signal  $l(t)$  wird auf ähnliche Weise einem Komparator 139 zugeführt, dessen Ausgangsgröße als die andere Eingangsgröße des exklusiven NOR-Glieds 137 verwendet wird. Das sinusförmige 5,115-MHz-Signal, das von dem Kristalloszillator 65 erhalten wird, stellt eine Eingangsgröße für eine übliche analoge Frequenzverdopplungsschaltung 141 dar, deren Ausgangsgröße einem dritten Komparator 143 zugeführt wird, um eine 10,23-MHz-, rechteckwellenförmige, TTL-pegelige Ausgangsgröße zu erzeugen. Die 10,23-MHz-Ausgangsgröße wird ebenso als "Takt"-Eingangsgröße für ein Flip-Flop 145 verwendet, das die Ausgangsgröße des Gatters 137 abtastet und hält; somit stellt die Ausgangsgröße des Flip-Flops 145 die exklusive NOR-Funktion der Vorzeichen von  $u(t)$  und  $l(t)$  dar, die mit einer gleichmäßigen Geschwindigkeit von  $10,23 \times 10^6$  mal pro Sekunde abgetastet und während der Abtastzeiten gehalten wird. Es ist im Stand der Technik der Funkinterferometrie allgemein bekannt, wie beschrieben z. B. von J. M. Moran in einem Artikel in *Methods of Experimental Physics*, vol. 12, Teil C, Seiten 228–260, daß die binärwertige Zeitfunktion  $U^*L$  eine Fourier-Transformation oder "Spektrum" aufweist, das eine gute Approximation sowohl hinsichtlich der Phase als auch hinsichtlich der relativen Amplitude zu dem Fourier-Spektrum des analogen Produkts von  $u(t)l(t)$  darstellt. Die Genauigkeit der Approximation ist von den Analogsignalen abhängig, die Zufallscharakter oder Gaußschen Charakter aufweisen. Ebenso muß der Korrelationskoeffizient zwischen den beiden Eingängen in bezug auf seine Größe viel kleiner als 1 sein. (Praktisch "zittert" das Rauschen die Nichtlinearitäten der Komparatoren heraus. Das exklusive NOR-Glied 137 kann als eine Multiplizierschaltung angesehen werden, wobei jeder der Eingänge Werte von +1 und -1 aufweist.) Diese Bedingungen werden in dem vorliegenden System gut erfüllt. Somit wird im folgenden der Logikpegel vom Flip-Flop 145 einfach als Darstellung des Produkts  $u(t)l(t)$  betrachtet.

Das  $U^*L$ -Produkt des Signalumsetzers 125 wird jedem der sieben identischen Korrelatoren in der Korrelatoranordnung 127 parallel eingegeben.

Ehe eine Beschreibung des Aufbaus der Korrelatoranordnung 127 gegeben wird, werden seine Arbeitsprinzipien kurz erklärt.

In jedem Korrelator wird das  $u(t)l(t)$ -Produkt mit binären Annäherungen an Sinus- und Cosinus-Zeitfunktionen korreliert, die durch einen entsprechenden der sieben numerischen Oszillatoren erzeugt werden. Die Frequenz des Oszillators wird durch den Feldterminalrechner 39 gemäß der Zeit, die von der Echtzeituhr 131 angezeigt wird, gesteuert. Zu irgendeinem gegebenen Zeitpunkt wird die Oszillatorfrequenz auf das zweifache der vorausgesagten Dopplerverschiebung der 1575,42-MHz-Trägerwelle gesetzt, die von einem der Satelliten übertragen wird. Jeweils ein Oszillator und ein Korrelator sind mit jedem der in Sicht befindlichen Satelliten, und zwar bis zu maximal sieben Satelliten, verbunden. (Falls mehr als sieben Satelliten immer in Sicht sind, können mehr numerische Oszillatoren und Korrelatoren in diesem System verwendet werden. In der Praxis sind jedoch sieben ausreichend.) Falls die vorausgesagte Dopplerverschiebung ausreichend nahe an die aktuelle Dopplerverschiebung heranreicht, werden dann

die Ausgangsgrößen des Korrelators die Leistung und die Phase des Signals von dem speziellen Satelliten, für den die Voraussage gemacht wurde, genau bestimmen und durch die Anwesenheit von Signalen von anderen Satelliten, die unterschiedliche Dopplerverschiebungen aufweisen, nicht nennenswert beeinflußt.

Nachfolgend wird in mathematischen Ausdrücken die Arbeitsweise eines der numerischen Oszillatoren und seines zugehörigen Korrelators beschrieben: Als Funktion der Zeit  $t$ , die durch die Echtzeituhr 131 angezeigt wird, ist die vorausgesagte Dopplerefrequenzverschiebung des Trägers des Satelliten durch den Ausdruck  $f_p(t)$  gegeben. Der Wert von  $f_p(t)$  wird aus der Tabelle aus vorberechneten Werten interpoliert, die früher in dem Speicher des Feldterminalrechners gespeichert wurden. Der numerische Oszillator erzeugt zwei Zeitfunktionen:  $\cos[2\Phi_p(t)]$  und  $\sin[2\Phi_p(t)]$ , mit 90°-Phasenverschiebung, wobei  $\Phi_p(t)$  eine vorausgesagte Phase repräsentiert, die eine Zeitfunktion darstellt. Die Funktion  $\Phi_p(t)$  ist zu Anfang der Zeit  $t_0$  gleich Null, wenn der numerische Oszillator zu schwingen beginnt und an irgendeinem nachfolgenden Zeitpunkt  $\Phi_p(t)$  durch das Integral

$$\Phi_p(t) = 2\pi \int_{t_0}^t f_p(t') dt'$$

gegeben, wobei  $f_p(t')$  den Augenblick von  $f_p$  zu einer Zwischenzeit  $t'$  verdeutlicht. Der Faktor von  $2\pi$  ist erforderlich, da — wie üblich — die Frequenz  $f_p$  in Einheiten von Schwingungen pro Zeiteinheit und die Phase  $\Phi_p$  in Einheiten von Radian und nicht in Perioden gemessen wird.

Nun bildet der Korrelator, der zwischen den Zeitpunkten  $t_0$  und  $t_1$  arbeitet, Größen  $a$  und  $b$  aus seinen Eingangswerten  $[u(t)l(t)]$ ,  $\cos[2\Phi_p(t)]$  und  $\sin[2\Phi_p(t)]$ , und zwar gemäß den Formeln

$$a = \int_{t_0}^{t_1} u(t)l(t) \cos[2\Phi_p(t)] dt$$

und

$$b = \int_{t_0}^{t_1} u(t)l(t) \sin[2\Phi_p(t)] dt.$$

Das Integrationszeitintervall  $t_1 - t_0$  ist gleich einer Sekunde, und die angezeigten Integrationen werden jede Sekunde durchgeführt. Bei jedem Einsekundentakt seitens der Echtzeituhr werden die Werte der Integrale in die Speicherregister "strobiskopiert", die Integrationen werden auf Null zurückgesetzt, der numerische Oszillator läuft wieder an, und eine neue Integrationsperiode beginnt. Somit liefert der Korrelator am Ende jeder Zeitsekunde Größen  $a$  und  $b$ , die die Zeitmittel des Produkts

$$u(t)l(t) \cos[2\Phi_p(t)]$$

bzw. des Produkts

$$u(t)l(t) \sin[2\Phi_p(t)]$$

über das vorangegangene Sekundenintervall darstellt. Diese Ausgangsgrößen verdeutlichen die Korrelationen des Produkts  $u(t)l(t)$  mit den Kosinus- und Sinusfunktionen.

Während des Einsekundenintervalls wird die Oszillatorfrequenz  $f_p(t)$  jede 0,1 Sekunde durch den Rechner aktualisiert, und zwar veranlaßt durch die 0,1-Sekundentakte der Echtzeituhr. Diese Aktualisierung ist erforderlich, daß sich die Satelliten-Dopplerverschiebung ändert, und zwar infolge der Bewegung der Satelliten relativ zum Feldterminal am Erdboden sowie der sich ändernden Projektion der Relativgeschwindigkeit entlang der Sichtlinie mit einer Geschwindigkeit, die einen wesentlichen Bruchteil von 1 Hertz pro Sekunde darstellen kann.

Nun können die Korrelatorausgangsgrößen  $a$  und  $b$  kombiniert werden, um Schätzungen der Leistung und der Trägerphase des Signals für den speziellen Satelliten, für den die Vorhersage  $f_p(t)$  gemacht wurde, zu erhalten.

Man definiert eine komplexe Zahl  $c$ , dessen Realteil gleich  $a$  und dessen Imaginärteil gleich  $b$  ist, d. h.

$$c = a + jb,$$

wobei  $j$  die Quadratwurzel von minus eins ist. Daraus folgt

$$c \approx C < m^2 > < \exp[2j(\Phi - \Phi_p)] > ,$$

wobei  $C$  ein positiver, reeller, konstanter Skalenfaktor,  $< m^2 >$  das Zeitmittel des Quadrats der GPS-Modulationsfunktion  $m(t)$  über das Integrationsintervall von  $t_0$  bis  $t_1$  und  $< \exp[2j(\Phi - \Phi_p)] >$  das Zeitmittel der komplexen Exponentialfunktion  $\exp[2j(\Phi - \Phi_p)]$  darstellt. Setzt man voraus, daß der Unterschied  $(\Phi - \Phi_p)$  zwischen der empfangenen GPS-Trägersignalphase  $\Phi = \Phi(t)$  und der entsprechenden Voraussage  $\Phi_p = \Phi_p(t)$  sich nicht um einen wesentlichen Bruchteil einer Schwingung während der Integrationszeit ändert, dann ist die Größe von  $c$  etwa proportional der durchschnittlich empfangenen Leistung:

$$|c| \approx (a^2 + b^2)^{1/2} \approx C < m^2 >$$

und der Winkel von  $c$  entspricht etwa zweimal der durchschnittlichen Phasendifferenz  $(\Phi - \Phi_p)$ :

$$\angle c \approx \tan^{-1}(b/a) \approx 2 < (\Phi - \Phi_p) > .$$

Es ist zu bemerken, daß aus  $b$  und  $a$  der Winkel von  $c$  eindeutig modulo  $2\pi$  Radian bestimmt werden kann. Somit wird die Differenz  $(\Phi - \Phi_p)$  modulo  $\pi$  Radian bestimmt.

Damit die empfangene Signalleistung und die Trägerphase (modulo  $\pi$ ) exakt aus  $a$  und  $b$  entsprechend diesen Formeln bestimmt werden können, müssen zwei Bedingungen eingehalten werden: Erstens, wie bereits erwähnt, muß sich die aktuelle Phase  $\Phi(t)$  von der vorausgesagten Phase  $\Phi_p(t)$  um einen Betrag unterscheiden, der sich um viel weniger ändert, als eine Schwingungsperiode während der Integrationszeit von einer Sekunde. Zweitens, der Rauschabstand des Korrelatorausgangs, gegeben durch

$$\begin{aligned} \text{SNR}_c &= (2/\pi)(\pi/4)(B_{\text{eff}}T_{\text{int}})^{1/2}F \\ &= (1/2)(B_{\text{eff}}T_{\text{int}})^{1/2}F \end{aligned}$$

muß viel größer als Eins sein. Bei  $B_{\text{eff}}$  die effektive Bandbreite der Signale  $u(t)$  und  $l(t)$  ist, etwa  $5 \times 10^5$  Hz;  $T_{\text{int}}$  stellt die Integrationszeit dar, gleich 1 Sekunde, und  $F$  stellt den Bruchteil der in  $u(t)$  und  $l(t)$  vorhandenen Leistung dar, der von dem GPS  $m(t)$ -Signal, und nicht vom Rauschen stammt. Der Faktor  $(2/\pi)$  erklärt sich aus dem Korrelationsverlust zwischen  $u(t)$  und  $l(t)$ , der durch die Analog-Digital-Umwandlung dieser Signale durch die Komparatoren in dem Signalumsetzer hervorgerufen wird. Der Faktor  $(\pi/4)$  erklärt sich aus dem Verlust, der mit der Verwendung von Rechteckwellenapproximationen der Sinus- und Kosinusfunktionen in dem Korrelator zusammenhängt. Die Wurzel aus dem Produkt von  $B_{\text{eff}} T_{\text{int}}$  entspricht etwa 700. Demzufolge gilt die Relation:

$$\text{SNR}_c \approx 350 \cdot F.$$

Der Bruchteil  $F$  irgendeiner Seitenbandleistung, die von dem GPS-Satelliten abstammt, ist von dem Empfangsantennengewinn und der Rauschzahl des Empfangssystems abhängig. Für die "MITES"-Antenne und das oben beschriebene Empfangssystem sowie für einen Satellitenhöhenwinkel von etwa  $20^\circ$  ist aus einem Experiment bekannt, daß der Wert  $F$  etwa 0,03 übersteigt. Demzufolge ergibt sich

$$\text{SNR}_c \geq 10,$$

was für genaue Leistungs- und Phasenmessungen ausreichend ist. Die Standardabweichung des Rauschens in jedem Teil der komplexen Größe  $c$ , d. h. im Real- und Imaginärteil, ist gegeben durch

$$\sigma_c \approx |c|/\text{SNR}_c.$$

Die ersterwähnte Bedingung für die Genauigkeit der Messungen der Leistung und Phase, nämlich daß  $(\Phi - \Phi_p)$  sich nicht um einen wesentlichen Bruchteil einer Schwingung während der Einsekundenintegrationszeit ändert, ist gleich der Bedingung, daß der Unterschied zwischen der aktuellen empfangenen Trägerfrequenz  $f$  und der Überlagerungsschwingungsfrequenz  $f_0$  sich nicht von der vorausgesagten (numerischen Oszillator) Frequenz  $f_p$  um einen wesentlichen Bruchteil von 1 Hertz unterscheidet. Dieser Bedingung wird in dem vorliegenden System dadurch genügt, daß für die Frequenz des numerischen Oszillators eine selbsttätige Regelung vorgesehen ist, um diese Frequenz nahe der aktuellen empfangenen Trägerfrequenz zu halten. Diese Regelung wird mit Hilfe eines einfachen Programms ausgeübt, das durch den Feldterminalrechner 39 ausgeführt wird. Eine Beschreibung dieses Programms folgt.

Die komplexe Zahl  $c$ , die aus den  $a$  und  $b$ -Korrelatorausgängen am Ende des  $k$ -ten Einsekundenintegrationsintervalls gebildet wird, wird mit  $c(t_k)$  gekennzeichnet, wobei  $t_k$  die Zeit in der Mitte dieses Intervalls kennzeichnet. Zu der numerischen Oszillatorfrequenz für das  $(k+1)$ -Intervall wird ein Korrekturwert (corrective bias)

$$K \cdot [c(t_k)c^*(t_{k-1})]/2\pi \text{ Hertz}$$

hinzugaddiert, wobei  $K$  eine positive reelle Konstante kleiner als 1,  $[ \ ]$  den Winkel der komplexen Größe, die in den Klammern  $[ \ ]$  enthalten ist, und  $c^*(t_{k-1})$  die komplexe Konjugation der komplexen Zahl  $c$  des nächstvorhergehenden  $(k-1)$ -Intervalls darstellt.

Das Arbeitsprinzip des Programms wird anhand des folgenden Beispiels verdeutlicht: Falls die Frequenzvorhersage angenommen um 0,1 Hertz zu niedrig ist, dann wird der Winkel von  $c$  um 0,1 Schwingungsperiode in einer Sekunde voranschreiten, und die komplexe Größe  $c(t_k)c^*(t_{k-1})$  wird einen Winkel von  $(+0,1) \times (2\pi)$  Radian (plus geringes Rauschen mit Mittelwert Null) aufweisen. Die Addition des Korrekturwerts, der in diesem Falle positiv ist, wird die Größe des negativen Fehlers in der Frequenzvorhersage von (0,1 Hz) auf  $(1-K)$  (0,1 Hz) verringern.

Der Wert  $K$  muß größer als 0 sein, oder keine Verringerung eines Frequenzvorhersagefehlers wird von der Rückkopplung resultieren. Der Wert muß kleiner als 1 sein, oder die Rückkopplung wird eine labile Schwingung bzw. Schwankung des Fehlers hervorrufen, und zwar infolge der Verzögerung bei der Anwendung der Korrektur. Der exakte Wert ist nicht kritisch, und der optimale Wert kann durch Experiment bestimmt werden. In dem vorliegenden System wird ein Nominalwert von 0,5 verwendet.

Ein wichtiger anderer Effekt dieser Frequenzrückkopplung besteht darin, daß die numerische Oszillatorfrequenz zu der aktuellen empfangenen Trägerfrequenz "hingezogen" wird, und zwar von einer anfänglichen Frequenz, die etwa mehrere Hertz oberhalb oder unterhalb liegen kann. Dieses "Hereinziehn"-Phänomen ist allgemein bei der Technik der Phasen-oder Frequenznachführungsrückkopplungsschleifen allgemein bekannt, wie dies z. B. von Floyd M. Gardner in dem Buch "Phaselock Techniques", veröffentlicht durch John Wiley & Sons, Inc., New York, 1966, diskutiert wird.

Die Bedeutung dieses "Hereinziehn"-Phänomens für das vorliegende System, besteht darin, daß die *a priori* Kenntnis der Vermessungsmarkenposition keine geringere Unsicherheit als einige Kilometer zu haben braucht.

Ein potentieller ungünstiger Nebeneffekt dieses "Hereinziehn"-Phänomens besteht bei dem vorliegenden System darin, daß der numerische Oszillator der zur Nachführung eines speziellen Satelliten vorgesehen ist, statt dessen zu der Frequenz eines anderen Satelliten hingezogen wird, falls sich die Frequenz des letzteren in der Nähe des ersteren befindet, und das Signal des letzteren im Vergleich zum ersteren stark ist. Um den Schaden in Grenzen zu halten, der von solchen Vorfällen herrühren kann, enthält das Feldterminal-Rechnerprogramm eine Vorschrift, die die Größe des angewachsenen Korrekturwerts, der zu der *a priori* Frequenzvorhersage addiert werden kann, auf etwa 10 Hz begrenzt. Da der Unterschied zwischen zwei Satellitenfrequenzen sich ändert, üblicherweise etwa um 1 Hz pro Sekunde, folgt daraus, daß nur etwa Meßdaten von 10 Sekunden oder weniger als etwa 1 Prozent der gesamten, an einem Meßort empfangenen Daten durch Nachführung eines falschen Satelliten hinfällig sein können. Die Erfahrung zeigt, daß dieser Prozentsatz unbeachtlich ist.

In Fig. 7 ist ein Blockdiagramm eines Korrelatormoduls 149 dargestellt, eines der sieben identischen Module, die in der Korrelatoranordnung 127 vorhanden sind. Alle sieben Module haben die gleiche Eingangsgröße  $U^{\circ}L$ , die der  $U^{\circ}L$ -Ausgangsgröße des Signalumsetzers 125 entspricht. Jedes Modul 149 empfängt ebenso eine "Kosinus"-Eingangsgröße und eine "Sinus"-Eingangsgröße von einem entsprechenden Modul der sieben numerischen Oszillatormodule. Die  $U^{\circ}L$ -Eingangsgröße und die "Kosinus"-Eingangsgröße gelangen an ein exklusives NOR-Glied 151, dessen Ausgangsgröße die

Eingangsgröße eines "getakteten" Digitalzählers 153 darstellt. Die U<sup>0</sup>L-Eingangsgröße und die "Sinus"-Eingangsgröße gelangen an ein weiteres exklusives NOR-Glied 155, dessen Ausgangsgröße die Eingangsgröße eines weiteren Zählers 157 darstellt. Einmal pro Sekunde werden die Inhalte der Zählerregister 153, 157 in entsprechenden Ausgangspuffern 159, 161 durch einen Impuls von der Echtzeituhr 131 in der Digitalelektronikanordnung 37 verriegelt bzw. zwischengespeichert und die Zähler werden dann auf Null zurückgesetzt. Mit einem Takt von 10,23 MHz, gesteuert durch das "Takt"-Signal vom Signalumsetzer 125, wächst jeder Zähler 153, 157 um eins, falls und nur falls seine Eingangsgröße, die von seinem zugehörigen exklusiven NOR-Glied 151 bzw. 155 abstammt, "Wahr" ist. Somit zeigen am Ende jedes Einsekundenintervalls die Inhalte der Ausgangspuffer 159, 161 an, wie oft mal, und zwar zwischen Null und 10 230 000mal, die U<sup>0</sup>L- und die Kosinus/Sinus-Eingangsgrößen während der vorgangegangenen 1 Sekunde übereinstimmen. Die Inhalte der Ausgangspuffer 159, 161 jedes Zählers werden mit dem Datenbus 133 verbunden, über den der Feldterminal-Rechner 39 zu jeder Sekunde die Inhalte liest. Jeder Zähler/Signalspeicher (Puffer) kann eine einzelne integrierte Schaltung darstellen, wie z. B. das 32-Bit-Bauelement, Modell Nr. LS7060, hergestellt von LSI Systems, Inc.

Die Größe a, die vorher durch die Kreuzmodulation zwischen  $[u(t)](t)$  und  $\cos[2\Phi_p(t)]$  definiert wurde, wird in dem Feldterminal-Rechner 39 durch Subtraktion des Wertes 5 115 000 von der Ausgangsgröße des "Kosinus"-Zählers und Division des Ergebnisses durch 5 115 000 erhalten. Die Größe b wird ähnlich durch Subtraktion des Wertes 5 115 000 von der Ausgangsgröße des "Sinus"-Zählers und Division des Ergebnisses durch 5 115 000 erhalten. (Somit stellt die Einheitsgröße von a und b eine vollkommene Korrelation zwischen  $[u(t)](t)$  und der "Kosinus"- oder "Sinus"-Funktion dar. Ehe diese Ergebnisse im Speicher des Feldterminal-Rechners 39 gespeichert werden, kann jede Zahl auf ebenso wenige 4 Bit gekürzt werden, um Speicherplatz einzusparen.)

In Fig. 8 ist ein Blockdiagramm eines der sieben identischen numerischen Oszillatormodule 163 dargestellt, die in der numerischen Oszillatoranordnung 129 enthalten sind, wobei jedes numerische Oszillatormodul eine "Kosinus"- und eine "Sinus"-Eingangsgröße zu einem Korrelatormodul 149 liefert. Jeder numerische Oszillator 163 beinhaltet ein binäres Phasenregister 167 und ein binäres Frequenzregister 169, einen binären Addierer 171, ein exklusives NOR-Glied 173, einen Inverter 175 und einen Frequenzteiler 177.

Das Phasenregister 167 und das Frequenzregister 169 haben jeweils 32 Bit. Der Addierer 171 ist ein 32-Bit-Addierer. Die zu irgendeinem Zeitpunkt in dem Phasenregister 167 enthaltene Binärzahl stellt die Phase der Oszillatorausgangsgröße dar, wobei das höchstwertige Bit eine halbe Periode, das nächsthöchstwertige Bit eine Viertel Periode usw. darstellt. Die in dem Frequenzregister 169 enthaltene Binärzahl stellt auf ähnliche Weise die Frequenz des Oszillators dar, wobei in diesem Fall das höchstwertige Bit einen Wert von 155 000 Hz aufweist, der gleich 1/66 der Periode des vom Signalumsetzer 125 stammenden 10,23-MHz-"Takt"-Signals entspricht. Der Addierer 171 summiert die in dem Frequenzregister 169 und dem Phasenregister 167 enthaltenen Zahlen. Diese Summe wird in das Phasenregister 167 geladen, unter Austausch der vorigen Inhalte, und zwar einmal pro Periode der Ausgangsgröße des Fre-

quenzteilers, der das 10,23-MHz-"Takt"-Signal durch einen festen Faktor von 33 teilt. Das Phasenregister 167 wird somit mit einer Geschwindigkeit von genau 310 000mal pro Sekunde aktualisiert. Der Betrag, um den die Phase nach jeder Aktualisierung fortschreitet, ist durch die Inhalte des Frequenzregisters 169 gegeben. Das Frequenzregister 169 wird, wie bereits erwähnt, 10mal pro Sekunde über den Datenbus 133 durch den Feldterminal-Rechner 39 aktualisiert. (Negative wie auch positive Frequenzen werden durch die Inhalte des Frequenzregisters dargestellt, und zwar unter Verwendung der bekannten Zweierkomplementmethode. Gemäß dieser Übereinkunft wird das Negative einer Binärzahl durch Komplementierung jedes Bits und anschließende Addition von eins gebildet. Die größte positive Zahl wird demgemäß dann dargestellt, falls das höchstwertige Bit Null und alle anderen Bit eins sind. Falls das höchstwertige Bit eins ist, bedeutet dies, daß die Zahl negativ ist.)

Die "Sinus"-Ausgangsgröße des numerischen Oszillators 163 wird vom Inverter 175 erhalten, der das höchstwertige Bit des Phasenregisters 167 invertiert. Die "Sinus"-Ausgangsgröße weist einen Wert von Eins auf, falls die Phase zwischen Null und einer positiven halben Periode ist, und einen Wert von Null, falls die Phase zwischen einer halben und einer ganzen Periode ist (was das gleiche ist, wie wenn die Phase sich zwischen minus einer halben Periode und Null befindet). Die "Kosinus"-Ausgangsgröße des numerischen Oszillators 163 wird von dem exklusiven NOR-Glied 173 abgenommen, an dessen Eingängen das höchstwertige und das nächsthöchstwertige Bit des Phasenregisters 167 anliegen. Die "Kosinus"-Ausgangsgröße weist einen Wert von Eins auf, falls die Phase innerhalb von plus oder minus ein Viertel Periode, bezogen auf Null, ist.

In Fig. 9 ist ein Blockdiagramm des Feldterminal-Rechners 39 gezeigt. Der Rechner 39 beinhaltet eine Zentraleinheit (CPU) 181, einen Programmspeicher 183, einen Datenspeicher 185, einen externen Zweirichtungsdatenkanal 187, der mit einem Bedienungsterminal 189 verbunden ist, und einen externen Zweirichtungsdatenkanal 191, der mit einem Modulator-Demodulator (Modem) 193 verbunden ist, der weiterhin mit einer Telefonleitung, einem Funktelefon oder irgendeiner anderen Fernmeldeübertragungseinrichtung 195 in Verbindung steht. Die Teile des Rechners 39 werden mit Hilfe eines Datenbusses untereinander verbunden, der auch zur Verbindung des Rechners 39 mit anderen Baugruppen des Feldterminals (vgl. Fig. 5) dient.

Die Zentraleinheit CPU 181 kann z. B. ein Modell LSI-11/2 (Teilenummer KD11-GC) der Digital Equipment Corporation (DEC) sein. Der Programmspeicher 183 kann ein 32-K-Byte programmierbarer Festwertspeicher sein, z. B. ein DEC, Teilenummer MRV11-C. Der Datenspeicher 185 kann ein 32-K-Byte Lese/Schreibspeicher mit direktem Zugriff sein, z. B. ein DEC, Teilenummer MXV11-AC. Die beiden externen Zweirichtungsdatenkanäle (187 und 191) können die RS-232 Seriendatenkanäle sein, die in dem MXV11-AC enthalten sind. Das Bedienungsterminal 189 kann das DEC Modell VT-100 oder irgendein gleichwertiges Serien-ASCII-Terminal sein, das, wie das VT-100, mit der RS-232 Seriendatenschnittstelle des MXV11-AC oder durch irgendeine andere geeignete Datenkanaleinrichtung mit dem Rechner verbunden werden kann. Der Modem 193 kann irgendeine, RS-232 kompatible, Standardeinrichtung sein und kann vollständig eliminiert werden, falls, wie erwähnt, der Feldterminal-Rechner 39

tions" in Methods of Experimental Physics, vol. 12, Teil C, Seiten 261—276, 1976, beschrieben.]

Theoretisch ist die Größe von  $S$  gegeben durch

$$|S_i| = C \cdot G^2(\cos \Theta_i),$$

wobei  $C$  eine Konstante und  $G$  den (Richtvermögen-) Gewinn einer Empfangsantenne darstellt, und zwar geschrieben als eine Funktion des Kosinus des Zenitwinkels  $\Theta_i$  des  $i$ -ten Satelliten. Man geht davon aus, daß  $G$  unabhängig vom Azimut und derart normiert ist, daß die durch einen Kugelstrahler mit entsprechender Kreispolarisation empfangene Leistung gleich 1 ist. Für den MITES-Antennenaufbau gilt

$$G(\cos \Theta) = (1,23) \cdot (1 + \cos \Theta)^2 \cdot \sin^2((3\pi/4) \cos \Theta)$$

für  $0^\circ \leq \Theta \leq 90^\circ$ ;

$$G(\cos \Theta) = 0$$

für  $90^\circ \leq \Theta$ .

Der Wert dieser Funktion ist etwa 2,46 am Zenit ( $\Theta=0$ ) und hat ein Maximum bei etwa 3,63 bei  $\Theta \approx 40^\circ$ , hat einen Einheitswert bei  $\Theta \approx 72^\circ$  und erreicht 0, wenn  $\Theta 90^\circ$  erreicht.

Der nächste Schritt bei der Bearbeitung der Meßdaten, die von den beiden Interferometerterminals erhalten werden, besteht in der Summierung der komplexen Zahlen  $S_i(t)$  über  $i$ , um eine Summe  $s(t)$  für jeden Meßzeitpunkt  $t$  zu erhalten:

$$S(t) = \sum_i^n S_i(t),$$

wobei die Summe sich über all die Satelliten erstreckt, die zu dem Zeitpunkt  $t$  beobachtet wurden.

Der nächste Schritt bei der Bearbeitung der Meßdaten besteht darin, einen Versuchswert  $\hat{b}$  des Basisvektors  $\vec{b}$  auszuwählen und von diesem Wert  $\hat{b}$  eine Funktion der Zeit  $\hat{S}(t)$  zu berechnen, die theoretisch den Wert repräsentiert, den  $S(t)$  gehabt hätten, falls der echte Wert  $\vec{b}$  des Basisvektors gleich dem Versuchswert  $\hat{b}$  wäre:

$$\hat{S}(t) = \sum_i^n |A_i(t)| \cdot |B_i(t)| \cdot \exp[-j 4 \pi \hat{b} \cdot \vec{s}_i(t) / \lambda_i],$$

wobei  $\lambda_i$  die Funkwellenlänge darstellt, die der empfangenen Trägerfrequenz entspricht. Das heißt  $\lambda_i = c/f_i$ . Das Verfahren zur Auswahl eines Wertes von  $\hat{b}$  wird unten beschrieben. Es ist zu bemerken, daß in dieser theoretischen Funktion  $\hat{S}(t)$ , im Gegensatz zu der von Messungen abgeleiteten Funktion  $S(t)$ , kein Term vorhanden ist, der die Überlagerungsszillatorphasendifferenz repräsentiert. Ebenso ist der konstante Skalenfaktor  $C$  weggelassen.

Als nächstes wird die Größe von  $S(t)$  mit der Größe von  $\hat{S}(t)$  multipliziert, und das Produkt dieser Größen wird über alle Meßzeiten summiert, um einen Wert  $R(\hat{b})$  zu erhalten, der sowohl von  $\hat{b}$  als auch natürlich von den Messungen abhängig ist:

$$R(\hat{b}) = \sum_i |S(t_i)| \cdot |\hat{S}(t_i)|$$

wobei  $t_i$  die  $i$ -te der Reihe von etwa 5000 Meßzeiten darstellt.  $R(\hat{b})$  wird als "Mehrdeutigkeitsfunktion" bezeichnet.

Der nächste Verarbeitungsschritt besteht darin, die Berechnung von  $R(\hat{b})$  für verschiedene Werte von  $\hat{b}$  zu wiederholen und den speziellen Wert von  $\hat{b}$  zu bestimmen, für den die Funktion von  $R(\hat{b})$  den größten Wert aufweist. Dieser Wert von  $\hat{b}$  ist die gewünschte Bestimmung des Basisvektors  $\vec{b}$ .

Der Versuchswert  $\hat{b}$  des Basisvektors wird am Anfang so gewählt, daß er der besten a priori Schätzung von  $\vec{b}$  entspricht, die von einer unabhängigen Information der Lagen der Vermessungsmarken verfügbar ist, wie z. B. die Lagen bzw. Orte, die man durch Identifizierung von Landmarken auf einer Karte erhalten kann. Die Maximierung von  $R(\hat{b})$  mit Bezug auf  $\hat{b}$  wird durch Absuchen eines dreidimensionalen Raumes vorgenommen, der an diesem Versuchswert  $\hat{b}$  zentriert und groß genug ist, um die Unsicherheit der Anfangsschätzung einzuschließen. Bei der Suche wird jeder Punkt eines gleichmäßig verteilten, dreidimensionalen Gitters geprüft, um den einen Punkt zu lokalisieren, an dem  $R(\hat{b})$  maximal ist. Der Gitterabstand beträgt am Anfang 1 Meter. Dann wird der Raum, der sich 2 Meter von diesem einen Punkt des Maximums  $R(\hat{b})$  abgesucht, indem man ein Gitter mit einem Abstand von 20 Zentimetern prüft. Das Maximum von  $R(\hat{b})$  wird in diesem feiner verteilten Gitter gefunden. Dann wird der Gitterabstand und ebenso die lineare Ausdehnung des Gitters halbiert und die Suche wiederholt. Dieses Halbierungsverfahren wird so lange durchgeführt, bis der Gitterabstand unter 1 Millimeter liegt. Der Wert von  $\hat{b}$ , der schließlich  $R(\hat{b})$  maximiert, wird als gewünschte Bestimmung des Basisvektors  $\vec{b}$  herangezogen. Unter Verwendung einer Satellitenanzahl  $n$  gleich 5 kann eine Basisvektorbestimmung mit Hilfe des erfindungsgemäßen Verfahrens mit einer Genauigkeit von etwa 5 Millimetern pro Koordinate für eine Basislänge von etwa 100 Metern vorgenommen werden.

Das oben beschriebene Verfahren zur Verarbeitung der von zwei Interferometerterminals stammenden Meßdaten, um den Basisvektor zwischen den Terminals zu bestimmen, stellt eine Spezialisierung des allgemeinen Verfahrens dar, das in der oben erwähnten Patentanmeldung Nr. 3 05 142 beschrieben wird. Das in dieser Anmeldung offenbarte allgemeine Verfahren wird auch von Charles C. Counselman und Sergei A. Gourevitch, in "Miniature Interferometer Terminals for Earth Surveying: Ambiguity and Multipath with Global Positioning System", veröffentlicht in IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. GE-19, Nr. 4, Seiten 244—252, Oktober 1981, beschrieben.

Bei einem anderen Ausführungsbeispiel des Meßdatenverarbeitungsverfahrens gemäß der Erfindung wird auch eine Mehrdeutigkeitsfunktion  $R(\hat{b})$  aus den Meßdaten und einem Versuchswert  $\hat{b}$  der Basis gebildet; jedoch ist das Verfahren der Bildung der Funktion unterschiedlich. In diesem Ausführungsbeispiel, wie im vorhergehenden Ausführungsbeispiel, wird die komplexe Konjugierte von  $A_i(t)$  mit  $B_i(t)$  multipliziert, um ein komplexes Produkt  $S_i(t)$  zu erhalten:

$$S_i(t) = A_i^*(t) B_i(t)$$



direkt mit dem Basisrechner 13 verbunden ist. Der Datenbus 197 kann der LSI-11 Q-Bus sein. Die Echtzeituhr 131, die numerische Oszillatoranordnung 129 und die Korrelatoranordnung 127 können mit dem Bus verbunden werden, indem man sie auf Standardleiterplatten aufbaut, die direkt in den Plattenkantenverbinder der "Rückebene" eines LSI-11 Rechnersystems eingesteckt werden. Derartige Leiterplatten sind von DEC erhältlich, ausgestattet mit speziellen, integrierten Schaltungen, die die gesamte Datenkommunikation zwischen dem Q-Bus und den auf den Platten aufgebauten speziellen Interferometerterminal-Schaltkreisen durchführen können.

Die in dem Speicher 185 des Feldterminal-Rechners 39 gespeicherten Meßdaten weisen eine Zeitreihe aus komplexen Zahlen für jeden der bis zu sieben beobachteten Satelliten auf, wobei jede Sekunde eine derartige Zahl erhalten wird. Diese Daten werden für eine Zeitspanne von etwa 5000 Sekunden erworben, währenddessen wenigstens zwei Satelliten ständig beobachtet werden, wobei die Durchschnittszahl der beobachteten Satelliten wenigstens vier betragen soll. Für den  $i$ -ten Satelliten zur Zeit  $t$  wird die gegebene komplexe Größe mit  $A_i(t)$  bezeichnet, wobei die Größe dieser komplexen Zahl proportional der gemessenen Leistung des zu diesem Zeitpunkt von diesen Satelliten empfangenen Signals ist, wobei die Proportionalitätskonstante willkürlich, jedoch für alle Satelliten gleich ist, und wobei der Winkel der komplexen Zahl gleich dem Zweifachen der zu diesem Zeitpunkt für den gleichen Satelliten gemessenen Trägerphase ist, wobei die Phase jedes Satelliten auf das gleiche Überlagerungs-Bezugsoszillatorsignal, nämlich das 1575,42-MHz-Signal bezogen wird, das durch die Oszillatoranordnung 57 des Feldterminals 13-1 erzeugt wird.

Die komplexen Daten  $A_i(t)$   $i = 1 \dots 7$  werden durch den Feldterminal-Rechner 39 von den a und b Ausgängen der sieben Korrelatoren 149 der Korrelatoranordnung 127 wie folgt abgeleitet: Für den  $i$ -ten Korrelator gilt

$$A_i(t) = [a(t) + jb(t)] \exp [2 j \Phi_p(t)],$$

wobei  $a(t)$  bzw.  $b(t)$  die normierte a bzw. b Ausgangsgröße für das Einsekunden-"Integrations"- oder Zählintervall, zentriert beim Zeitpunkt  $t$ , darstellt;  $j$  ist die Wurzel aus minus Eins; und  $2\Phi_p(t)$  ist das Zweifache der vorausgesagten Trägerphase des  $i$ -ten Satelliten zum Zeitpunkt  $t$ . Es ist zu bemerken, daß die komplexe Zahl  $A_i(t)$  gleich der von dem  $i$ -ten Korrelatorausgang abgeleiteten komplexen Zahl  $c$ , multipliziert mit  $\exp [2 j \Phi_p(t)]$  ist. Der Winkel von  $A_i$  stellt (zweimal) die empfangene Trägerphase bezogen auf (zweimal) die Phase des 1575,42-MHz-Überlagerungsoszillatorsignals dar, wohingegen der Winkel von  $c$  auf (zweimal) die Summe der Bezugsozillatorphase plus der Phase des numerischen Oszillators bezogen ist.

Zum Zwecke der Erläuterung wird davon ausgegangen, daß die Datenreihe  $\{A_i(t)\}$  von dem Feldterminal 13-1 erzeugt wird, das sich am Anfang des Basisvektors befindet. Das andere Feldterminal 13-2, das das Feldterminal am Ende des Basisvektors darstellt und die gleichen Satelliten zu den gleichen Zeitpunkten wie das erste Terminal beobachtet, erzeugt  $A_i(t)$  entsprechende Daten, die mit  $B_i(t)$  gekennzeichnet werden. Die gleichen Satelliten werden beobachtet, da beiden Terminals Vorhersagedaten vom gleichen Zentral- bzw. Basisrechner 15 zugeführt werden, der die Satelliten 1 bis 7 in

genau einer Weise numeriert. Die Beobachtungen an den beiden Terminals werden effektiv gleichzeitig durchgeführt, da die beiden Terminaluhren bzw. -takte unmittelbar vor den Beobachtungen synchronisiert wurden, und die Taktfrequenzen unterscheiden sich um einen unbedeutenden Betrag. (Der prinzipielle Effekt des Taktfrequenzunterschieds zwischen den Kristalloszillatoren, die die Frequenzen der Takte liefern, besteht darin, daß die Phasendifferenz zwischen den 1575,42-MHz-Oszillatorbezugsfrequenzen sich ändert.) Es ist ohne Bedeutung, falls zu einer gegebenen Zeit ein spezieller Satellit von einem Terminal sichtbar, jedoch von einem anderen verborgen ist. In diesem Fall wird die Größe von entweder  $A_i(t)$  oder  $B_i(t)$  einfach Null oder in dessen Nähe sein.

Die Operationen, die vom Zentralrechner 15 durchgeführt werden, um die Bestimmung des Basisvektors des Interferometers abzuschließen, werden anschließend diskutiert. Hierzu werden dem Rechner die Leistungs- und Phasenmeßdaten zugeführt, die von den beiden an den Enden des Basisvektors angeordneten Feldterminals 13-1 und 13-2 gesammelt wurden.

Der erste Schritt bei der Verarbeitung der  $A_i(t)$ - und  $B_i(t)$ -Daten im Zentralrechner 15 besteht darin, die komplexe Konjugation von  $A_i(t)$ , gekennzeichnet durch  $A_i^*(t)$ , mit  $B_i(t)$  zu multiplizieren. Das Produkt

$$S_i(t) = A_i^*(t) B_i(t)$$

hat einen Winkel  $^4 S_i(t)$ , der gleich zweimal dem Unterschied zwischen den gemessenen Phasen der Trägersignale ist, die von den  $i$ -ten Satelliten an den beiden Terminals empfangen werden, wobei jede Phase mit Bezug auf den Ortsbezug- bzw. Überlagerungsoszillator in dem jeweiligen Terminal gemessen wurde. Demzufolge ist der Winkel von  $S_i(t)$  mit der Differenz zwischen den Phasen der Überlagerungs- bzw. Ortsoszillatoren und mit dem Basisvektor zwischen den Terminals durch die theoretische Relation

$$^4 S_i(t) \approx \Delta \Phi_{L0} + (4 \pi f_i / c) \vec{b} \cdot \vec{s}_i(t)$$

verknüpft, wobei dieses  $\Delta \Phi_{L0}$  die Phasendifferenz der Überlagerungsoszillatoren,  $f_i$  die empfangene Frequenz für den  $i$ -ten Satelliten, etwa 1575,42 MHz,  $c$  die Lichtgeschwindigkeit,  $\vec{b}$  der Basisvektor und  $\vec{s}_i(t)$  ein Einheitsvektor in Richtung des  $i$ -ten Satelliten, betrachtet zur Zeit  $t$  vom Mittelpunkt des Basisvektors aus, darstellt. (Diese Relation erzeugt den Winkel  $^4 S_i(t)$  in Radian und nicht in Perioden. Da die Frequenz  $f_i$  in Perioden bzw. Schwingungen pro Sekunde und nicht in Radian bestimmt wird, muß ein Faktor  $2\pi$  eingeschlossen werden. Der Grund dafür, daß  $4\pi$  und nicht  $2\pi$  hier erscheinen, ist darin zu sehen, daß jedes Feldterminal die empfangene Signalphase zweimal mißt.) Diese Relation stellt eine Approximation insoweit dar, als diese eine Parallaxe zweiter Ordnung, Effekte des Übertragungsmediums, relativistische Mehrwegeeffekte, Rauschen usw., ignoriert. Diese geringen Effekte werden hier aus Gründen der Klarheit vernachlässigt. Der mit der Vernachlässigung dieser Effekte einhergehende Fehler entspricht einem Basislinienfehler von weniger als etwa 1 cm bei einer Basislänge von weniger als etwa 1 km. [Mit Ausnahme des Rauscheffekts, der völlig zufällig ist, ist es möglich, die oben vernachlässigten Effekte nachzubilden, um eine genauere theoretische Darstellung von  $^4 S_i(t)$  zu erhalten. Diese Nachbildung wird z. B. in einem Artikel von I. I. Shapiro "Estimation of astrometric and geodetic parameters from VLBI observa-

wobei  $A_i(t)$  eine komplexe Zahl stellt, die repräsentativ für die Messungen des Signals ist, das vom  $i$ -ten Satelliten bei einem Interferometerterminal zur Zeit  $t$  empfangen wird, wobei die Größe von  $A_i(t)$  proportional der empfangenen Leistung ist, und der Winkel  $\angle A_i(t)$  zweimal der Phase des Trägers relativ zum Überlagerungsoszillator des Terminals entspricht, und wobei  $B_i(t)$  gleich  $A_i(t)$  ist, mit der Ausnahme, daß dieser Wert von dem anderen Terminal an dem anderen Ende des Basisvektors abgeleitet wird.

Als nächstes wird  $S_i(t)$  mit einer gewissen komplexen Exponentialfunktion eines Versuchswerts  $\hat{b}$  des Basisvektors multipliziert, und das Produkt wird über alle zur Zeit  $t$  beobachteten Satelliten summiert, um eine Summe  $S(t)$  zu erhalten, die eine Funktion der Zeit und des Versuchswertes  $\hat{b}$  darstellt:

$$S(t) = \sum_i S_i(t) \exp[-j 4 \pi \hat{b} \cdot \vec{s}_i(t) / \lambda_i],$$

Wobei  $\vec{s}_i(t)$  einen Einheitsvektor in Richtung des  $i$ -ten Satelliten zur Zeit  $t$  und  $\lambda_i$  die Wellenlänge des vom  $i$ -ten Satelliten empfangenen Signals darstellt. (Es ist zu bemerken, daß, falls  $\hat{b}$  gleich  $\vec{b}$  ist, der Winkel jedes Terms in der Summe über  $i$  gleich  $\Delta\Phi_{LO}$  ist, also unabhängig von  $i$ .)

Als nächstes wird die Größe von  $S(t)$  genommen und über alle Beobachtungszeiten summiert, um die Funktion  $R(\hat{b})$  zu erhalten:

$$R(\hat{b}) = \sum_l |S(t_l)|,$$

wobei  $t_l$  die  $l$ -te der etwa 5000 Meßzeiten darstellt.

Schließlich wird der Wert von  $\hat{b}$ , der  $R(\hat{b})$  maximiert, gefunden, und zwar durch den gleichen Suchvorgang, der in Verbindung mit dem ursprünglichen Datenverarbeitungsverfahren beschrieben wurde. Dieser Wert von  $\hat{b}$  stellt die gewünschte Bestimmung des Basisvektors  $\vec{b}$  dar.

Dieses letztere Ausführungsbeispiel ist rechnerisch effektiver als das zuerst beschriebene Ausführungsbeispiel.

#### Patentanspruch

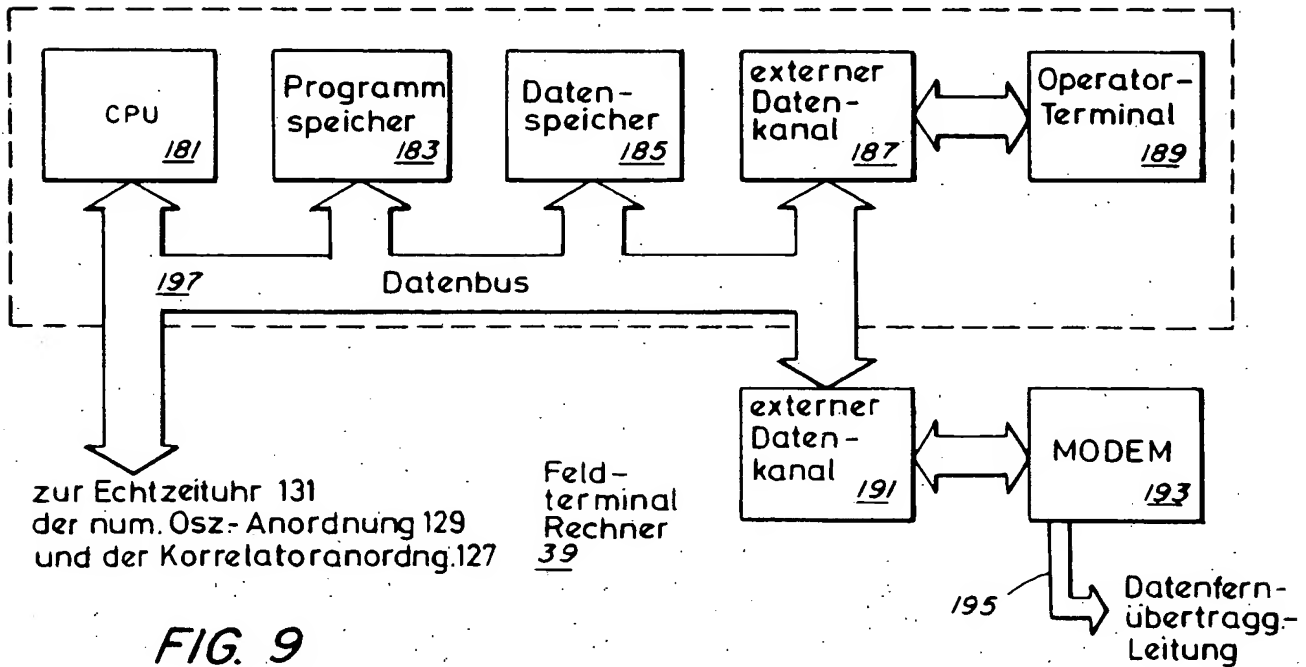
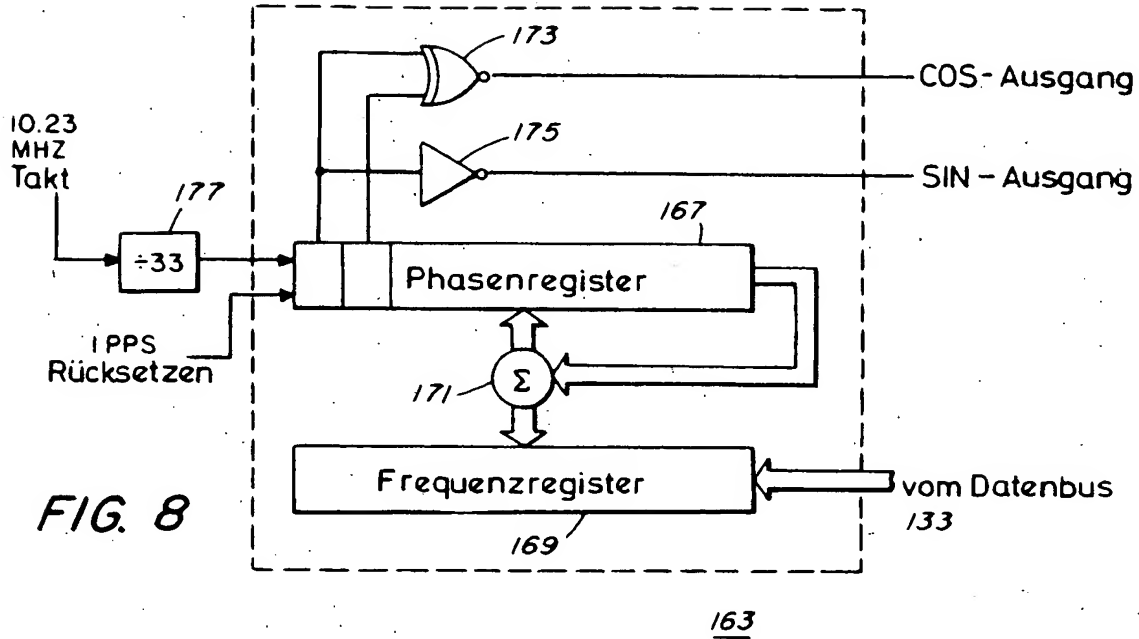
Verfahren zum Bestimmen der Position eines Erdpunktes mit Hilfe modulierter Radiosignale, deren Träger unterdrückt ist, und die mit unbekannten pseudozufälligen Codes moduliert sind und von erdumkreisenden Satelliten gesendet werden, gekennzeichnet durch folgende Schritte:

- (a) gleichzeitiges Empfangen der Signale von mehreren Satelliten mit einer omnidirektionalen Antenne am Erdpunkt, dessen Position zu bestimmen ist;
- (b) Vorhersagen der Dopplerverschiebungen für die von der Antenne empfangenen Signale;
- (c) Korrelieren der empfangenen Signale mit den Vorhersagen für die Dopplerverschiebungen, um diese aufzuheben;
- (d) Korrelieren der von jeder Antenne empfangenen Signale mit sich selbst, um den unbekannten pseudozufälligen Modulationscode zu quadrieren, wodurch sich die Phasenwinkel der Korrelationsprodukte aus den Schritten (c)

und (d) nur lang in bezug auf die Phasen der Trägerwellen ändern, die implizit in den empfangenen Signalen vorhanden sind; und  
(e) zeitliches Mitteln der Korrelationsprodukte, wodurch Daten erhalten werden, die die Phase der implizit in dem von jedem Satelliten empfangenen Signal vorhandenen Trägerwelle anzeigen, aus welchen Phasen sich die Position des Erdpunktes berechnen läßt.

Hierzu 4 Seite(n) Zeichnungen

— Leerseite —



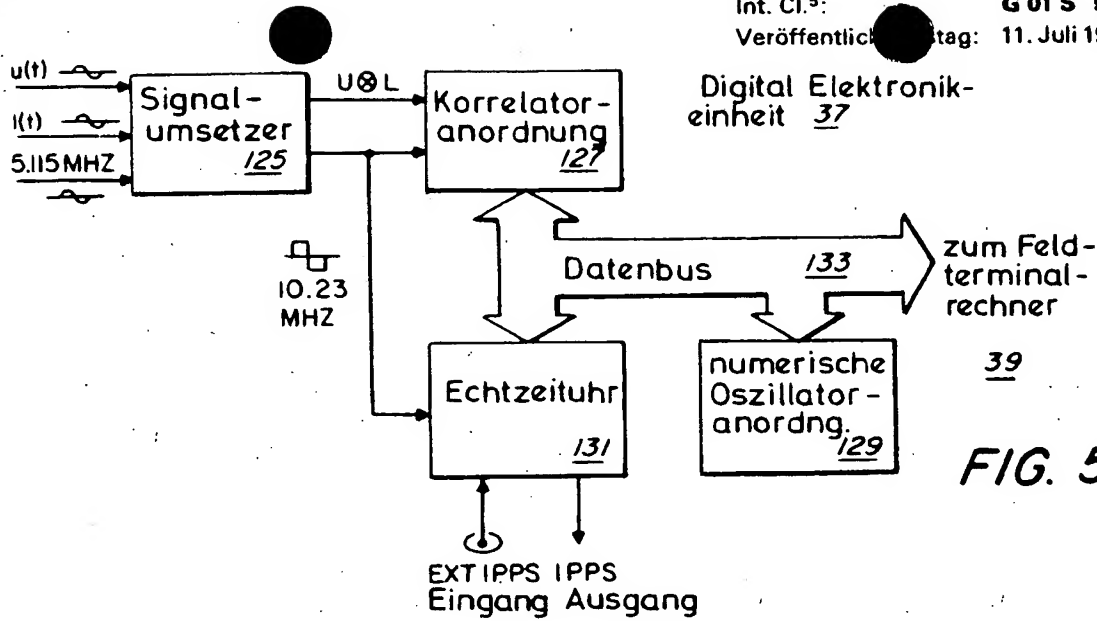


FIG. 5

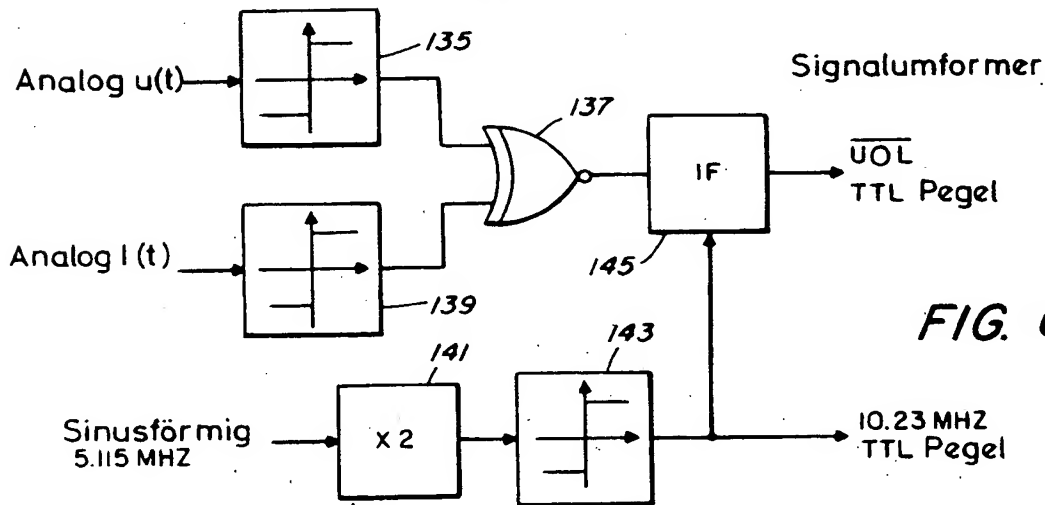


FIG. 6

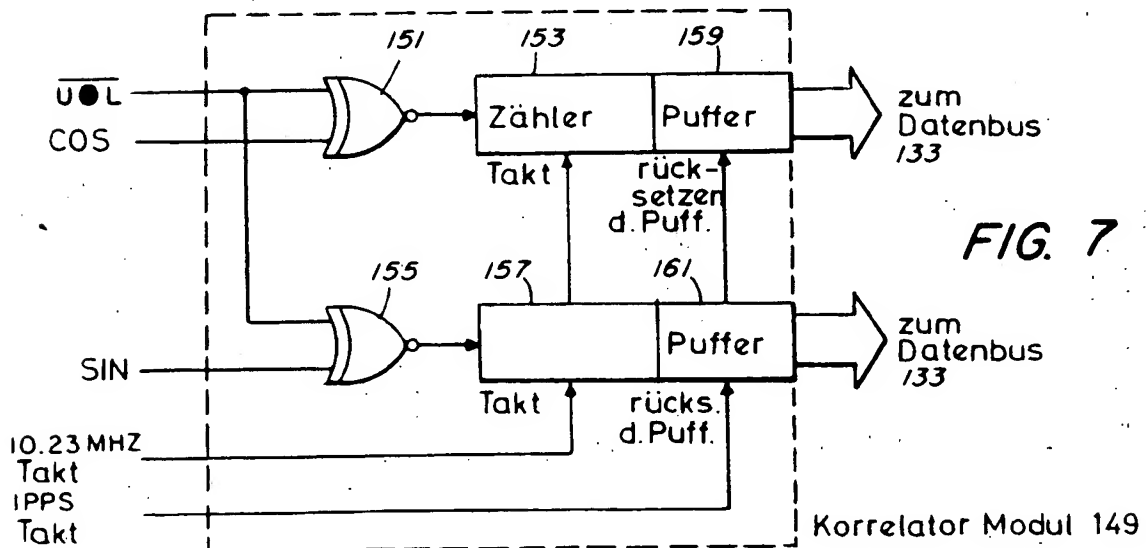
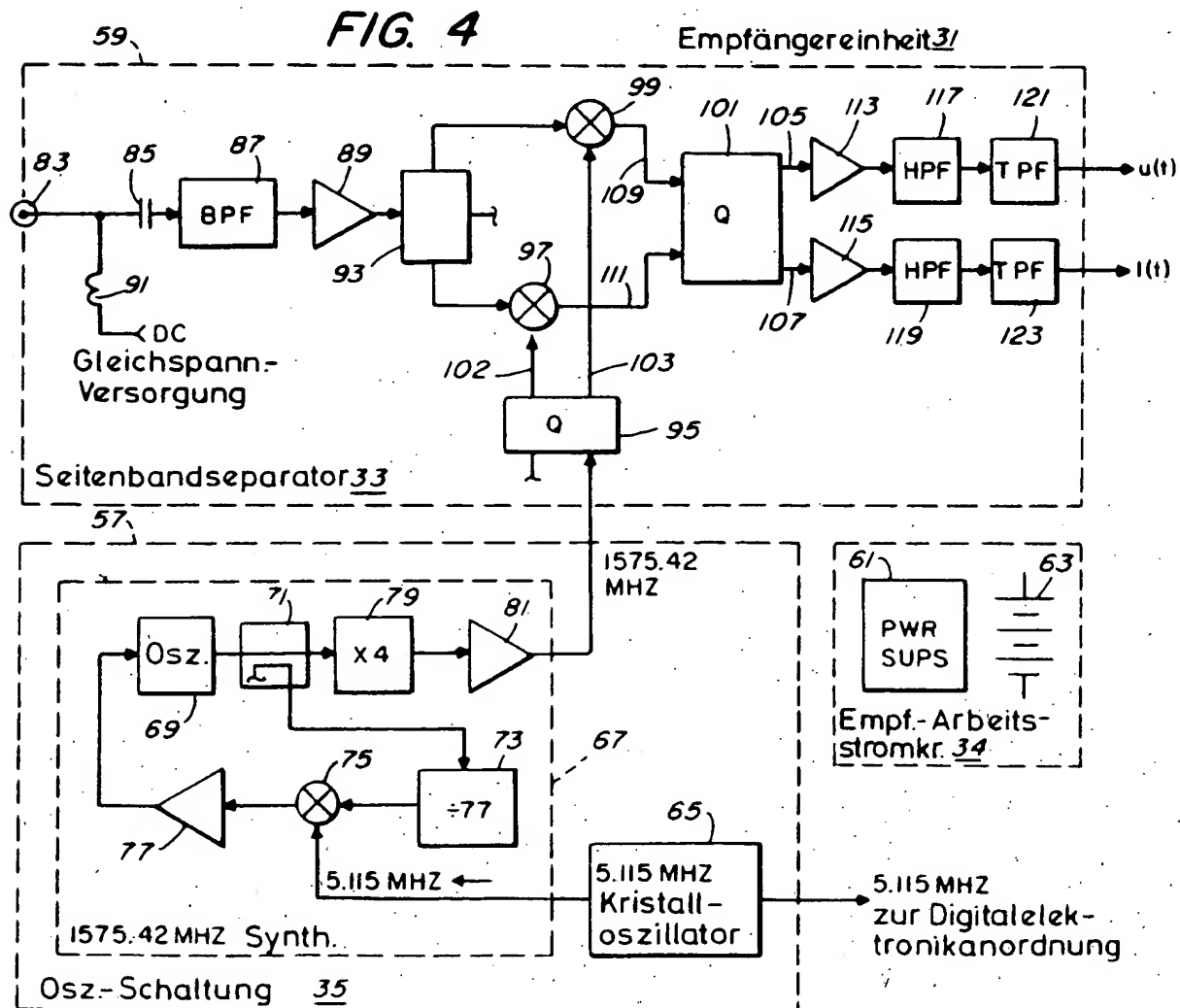
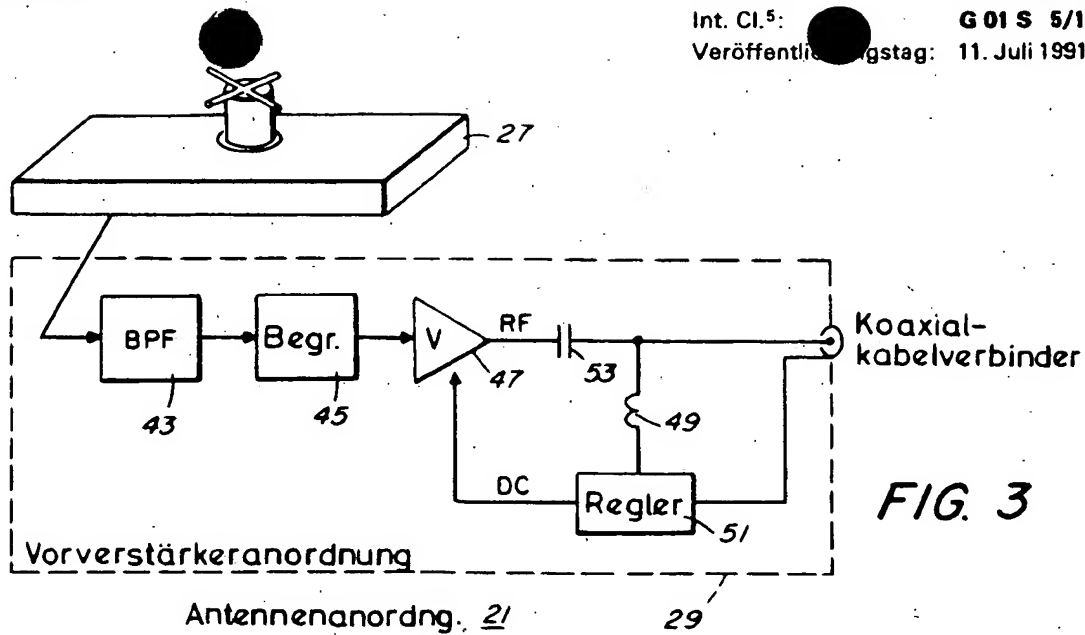


FIG. 7





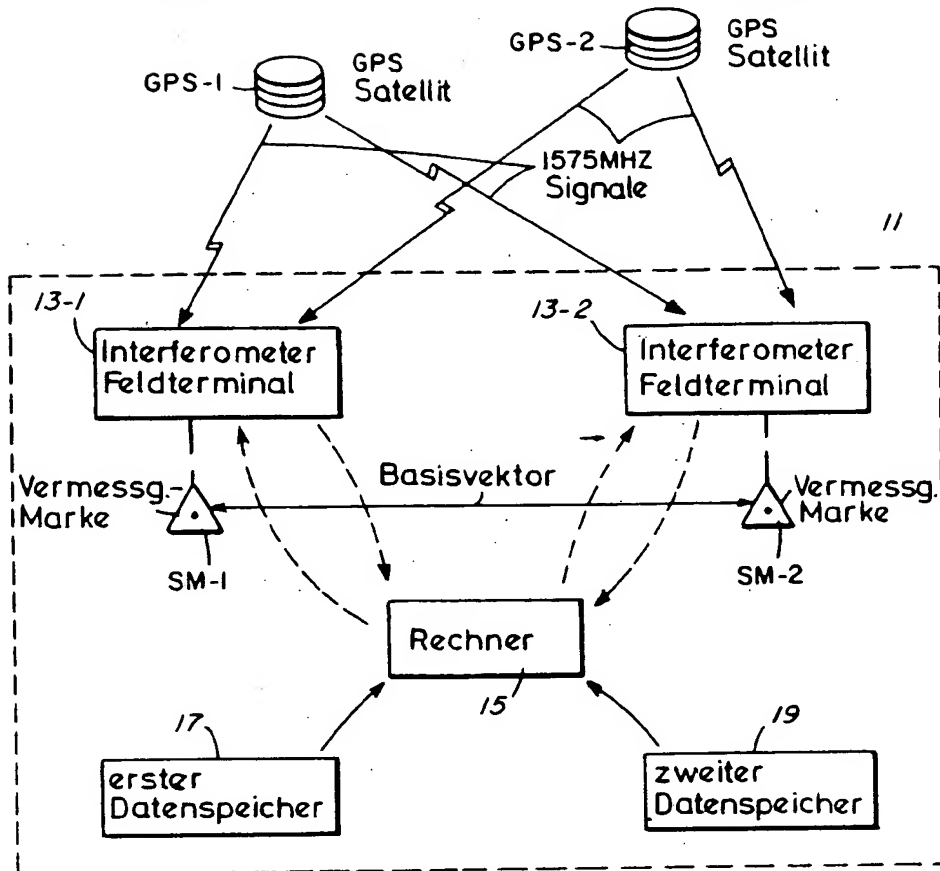


FIG. 1

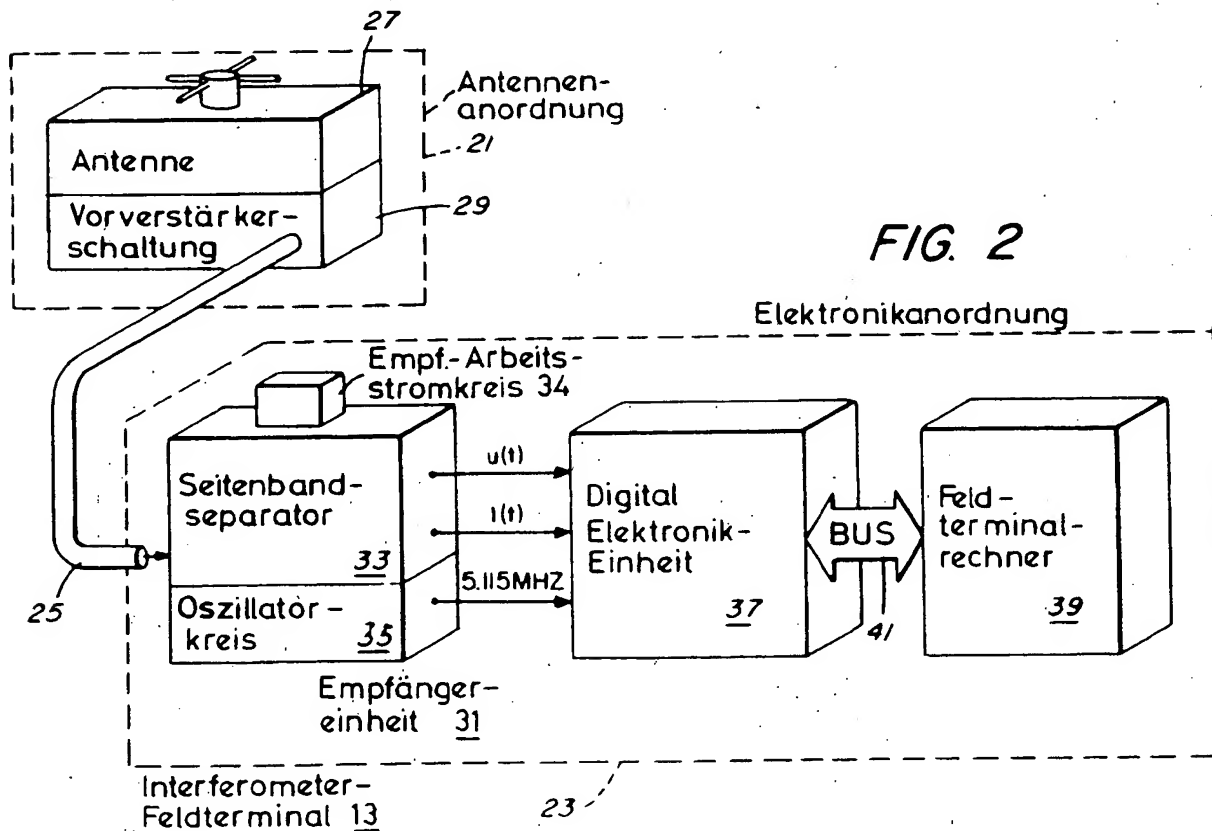


FIG. 2